



Docket No.: 50427-740

PATENT

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re Application of

Yoshitaka HARA

Serial No.: 09/901,437

Group Art Unit: 3662

Filed: July 10, 2001

Examiner:

For: ADAPTIVE ARRAY ANTENNA-BASED CDMA RECEIVER THAT CAN FIND
THE WEIGHT VECTORS WITH A REDUCED AMOUNT OF
CALCULATIONS

TRANSMITTAL OF CERTIFIED PRIORITY DOCUMENT

Honorable Commissioner for Patents and Trademarks
Washington, D. C. 20231

Sir:

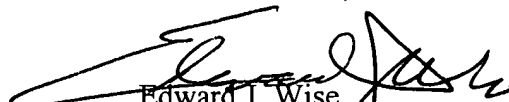
At the time the above application was filed, priority was claimed based on the
following application:

Japanese Patent Application No. 2000-207849, filed July 10, 2000.

A copy of each priority application listed above is enclosed.

Respectfully submitted,

MCDERMOTT, WILL & EMERY


Edward J. Wise
Registration No. 34,523

600 13th Street, N.W.
Washington, DC 20005-3096
(202) 756-8000 EJW:kjw
Date: October 4, 2001
Facsimile: (202) 756-8087



日 本 国 特 許 庁

JAPAN PATENT OFFICE

McDermott, Will & Emery

U8-0101-SA
50427-740
Yoshitaka Haro
07/10/2001
09/1901,427

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出 願 年 月 日

Date of Application:

2000年 7月10日

出 願 番 号

Application Number:

特願2000-207849

出 願 人

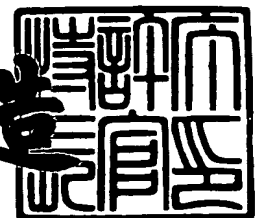
Applicant(s):

株式会社ワイ・アール・ピー移動通信基盤技術研究所
三菱電機株式会社

2001年 7月27日

特 許 庁 長 官
Commissioner,
Japan Patent Office

及 川 耕 造



出証番号 出証特2001-3066962

【書類名】 特許願

【整理番号】 TK-H12-003

【提出日】 平成12年 7月10日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H04B 7/26

【発明者】

【住所又は居所】 神奈川県横須賀市光の丘3番4号 株式会社ワイ・アール・ピー移動通信基盤技術研究所内

【氏名】 原 嘉孝

【特許出願人】

【識別番号】 395022546

【氏名又は名称】 株式会社ワイ・アール・ピー移動通信基盤技術研究所

【代理人】

【識別番号】 100106459

【弁理士】

【氏名又は名称】 高橋 英生

【選任した代理人】

【識別番号】 100102635

【弁理士】

【氏名又は名称】 浅見 保男

【選任した代理人】

【識別番号】 100105500

【弁理士】

【氏名又は名称】 武山 吉孝

【選任した代理人】

【識別番号】 100102336

【弁理士】

【氏名又は名称】 久保田 直樹

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 044613

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9815845

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 無線受信装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 1 又は複数のユーザから送信される信号を受信する CDMA 方式における無線受信装置であって、

複数のアンテナと、

前記各アンテナからの受信信号間の相関行列を算出する行列演算手段と、

前記各ユーザ対応に設けられ、前記各アンテナからの受信信号をそのユーザに割り当てられた拡散符号で逆拡散した出力をウェイトを付けて合成する信号処理手段とを有し、

前記行列演算手段による演算結果を前記各ユーザ対応に設けられた信号処理手段に対して共通に用いるようにしたことを特徴とする無線受信装置。

【請求項 2】 前記行列演算手段は、さらに前記相関行列の逆行列を算出するようになされており、

前記各ユーザ対応に設けられた信号処理手段は、前記各アンテナからの受信信号をそのユーザの拡散符号で逆拡散した出力と前記行列演算手段において算出された前記相関行列の逆行列とに基づいて、ウェイトベクトルを算出するウェイト演算部を有し、該ウェイト演算部で算出したウェイトベクトルを用いて前記各アンテナからの受信信号を逆拡散した出力を合成するようになされていることを特徴とする請求項 1 記載の無線受信装置。

【請求項 3】 前記行列演算手段は、さらに前記相関行列の逆行列を算出するようになされており、

前記各ユーザ対応に設けられた信号処理手段は複数の到来パスそれぞれに対応して設けられた信号処理部を有し、該各ユーザの各到来パスに対応する信号処理部は、その到来パスに関する前記各アンテナからの受信信号をそのユーザの拡散符号で逆拡散した出力と前記行列演算手段において算出された前記相関行列の逆行列とに基づいて、ウェイトベクトルを算出するウェイト演算部を有し、該ウェイト演算部で算出したウェイトベクトルを用いてその到来パスに関する前記各アンテナからの受信信号を逆拡散した出力を合成するようになされていることを特

徴とする請求項 1 記載の無線受信装置。

【請求項 4】 前記ウエイト演算部は、SMI アルゴリズムを用いて前記ウエイトベクトルを算出することを特徴とする請求項 2 あるいは 3 に記載の無線受信装置。

【請求項 5】 前記ウエイト演算部は、RLS アルゴリズムを用いて前記ウエイトベクトルを算出することを特徴とする請求項 2 あるいは 3 に記載の無線受信装置。

【請求項 6】 前記行列演算手段は、さらに前記相関行列の固有値および固有ベクトルを算出するようになされており、

前記複数のアンテナからの受信信号を前記行列演算手段により算出された前記相関行列の固有値および固有ベクトルを用いて変換する信号変換手段を有し、

前記各ユーザ対応に設けられた信号処理手段は、前記信号変換手段で変換された信号をそのユーザに割り当てられた拡散信号で逆拡散した出力を最大比合成するようになされていることを特徴とする請求項 1 記載の無線受信装置。

【請求項 7】 前記行列演算手段は、さらに前記相関行列の固有値および固有ベクトルを算出するようになされており、

前記複数のアンテナからの受信信号を前記行列演算手段により算出された前記相関行列の固有値および固有ベクトルを用いて変換する信号変換手段を有し、

前記各ユーザ対応に設けられた信号処理手段は複数の到来パスそれぞれに対応して設けられた信号処理部を有し、該各ユーザの各到来パスに対応する信号処理部は、前記信号変換手段で変換された信号をその到来パスに関するそのユーザの拡散符号で逆拡散した出力を最大比合成するようになされていることを特徴とする請求項 1 記載の無線受信装置。

【請求項 8】 前記信号変換手段は、その出力の数がその入力の数よりも少なくなるように信号変換を行うことを特徴とする請求項 6 又は 7 記載の無線受信装置。

【請求項 9】 前記各ユーザに割り当てられる拡散符号は、長周期のロング符号であることを特徴とする請求項 1 ～ 8 のいずれかに記載の無線受信装置。

【発明の詳細な説明】

【 0 0 0 1 】

【発明の属する技術分野】

本発明は、複数の端末が基地局と通信を行う多重型無線通信システムにおける受信方式に関するものであり、特に複数のユーザに対して個々のアンテナパターンを形成する適応アンテナ技術に関するものである。

【 0 0 0 2 】

【従来の技術】

無線通信、特に移動通信では複数のユーザが1つの基地局を介して通信を行う。基地局では個々の端末（ユーザ）の通信に対してチャネルを確保し、同時に通信が行える環境設定をする。特に、最近ではこのような多重化技術として符号分割多元接続（CDMA）方式が注目を集めている。

このCDMA方式では、複数のユーザにそれぞれ異なる拡散符号を用いることにより多重化している。例えば、ユーザ1の伝送信号は次のように表される。

$$S(t) = \alpha \cdot c(t) \cdot d(t) \cdot \exp(j2\pi ft) \quad (1)$$

ここで、 α は伝搬定数、 $c(t)$ は拡散符号、 $d(t)$ はデータ、 f は搬送波周波数を表す。データは時間単位 T_b ごとにその信号値を変更する。また、拡散符号 $c(t)$ は時間 T_c ごとに符号値を変更し、 $G = T_b / T_c (\geq 1)$ を拡散利得と呼ぶ。この拡散利得 G は通常整数値である。

【 0 0 0 3 】

このように、CDMA方式では、送信データに拡散符号を乗じて送信する。拡散符号はユーザによって異なる。受信機では、拡散符号を識別するための整合フィルタ（Matched filter：MF）が用意されており、各整合フィルタによってユーザ識別を行う。

ベースバンド帯域におけるユーザ1用整合フィルタ通過後の出力信号は、

$$S_{out}(t) = \alpha \cdot G \cdot d(t) \quad (2)$$

で与えられる。このように、出力信号はデータ部分だけが検出される。

【 0 0 0 4 】

CDMA方式において複数ユーザが同時に送信を行った場合の様子を図12に示す。本図において、各ユーザ81、82、83は異なる拡散符号を有している

。受信機では、各ユーザに対応した整合フィルタが用意されている。ユーザ1用の整合フィルタ84を用いた場合にはユーザ1の信号データ85が検出され、他のユーザからの信号は微小な干渉となる。

このように、CDMA方式では、複数のユーザからの信号を同時に受信できるが、拡散符号数、干渉量からそのユーザ数には限界が生じる。しかし、最近の移動通信では加入者の急激な増大に伴い、さらに多くのユーザの収容が必要とされており、その対応策としてアダプティブアレーアンテナを用いた受信機構成が考えられている。

【0005】

図13はアダプティブアレーアンテナを用いたCDMA方式の利用環境を示す図である。この図において、1は受信局の受信機、2は受信局に設けられた複数のアンテナ、90、91、92は端末である。

この図に示すように、受信機1では個々の端末90、91、92からの信号を複数のアンテナ2を用いて受信し、各信号を重みづけを行った後合成する。この様子をアンテナパターンとしてみると、端末90、91、92に対して個々に指向性ビーム93、94、95が形成された状態となる。このように、信号到来方向に対応した指向性ビームを形成することにより、各ユーザは互いに干渉を及ぼしあうことなく、よい環境で信号受信を行うことができる。

【0006】

このようなアダプティブアレーを用いたCDMA受信機については、例えば、次の文献1～3に記載されている。

1. 田中，樋口，佐和橋，安達，”DS-CDMA適応アレイアンテナダイバーシチの屋内伝送実験特性”，電子情報通信学会，無線通信システム研究会技術報告，RCS98-53，pp.19-24，1998-06.

2. 田中，原田，佐和橋，安達，”DS-CDMAにおける適応アンテナアレイダイバーシチ受信の屋外伝送実験”，電子情報通信学会，無線通信システム研究会技術報告，RCS99-10，pp.19-24，1999-04.

3. 原田，田中，井原，佐和橋，安達，”W-CDMA下りリンクにおける適応アンテナアレイ送信ダイバーシチの屋外実験結果”，電子情報通信学会，無線通信シ

ステム研究会技術報告, RCS99-157, pp.115-121, 1999-11.

【0007】

また、アダプティブアレーアルゴリズムについて現在までに多くのアルゴリズムが提案されているが、

4. 大鐘, 小川, " アダプティブアレーと移動通信 (II) " 電子情報通信学会誌, Vol.82 No.1 pp55-61 1999-1

に記載されているように、SMI (Sample Matrix Inversion) アルゴリズム、RLS (Recursive Least Squares) アルゴリズム、LMS (Least Mean Square) アルゴリズムなどがよく用いられている。ここで、SMIアルゴリズムとRLSアルゴリズムは、いずれも入力信号の相関行列の演算を行うものであり、収束速度は高速であるが、演算量は大きく、LMSアルゴリズムは演算量は少ないものの収束速度が遅いという性質がある。なお、上述した文献1～3に記載されたものは、いずれも、LMSアルゴリズムを用いている。

【0008】

次に、このようなアダプティブアレーを用いたCDMAマルチユーザ受信機構成について説明を行うが、ここでは、SMIアルゴリズムを用いるものとする。

図14は受信機1の概略構成を示す図であり、図中100～102は各ユーザ(ユーザ1～N) 対応に設けられたアダプティブアレー信号処理部を表している。図15は任意のユーザnのアダプティブアレー信号処理部110の詳細を示す図であり、図中111はユーザn用整合フィルタ、112はアダプティブアレーウエイト計算部、113はウエイト乗算部、114は信号合成部、115はユーザnの出力信号zを表す。図16はアダプティブアレーウエイト計算部112におけるウエイト計算手順を表している。

【0009】

図14に示されるように、複数のアンテナ2で受信された各信号x1, x2, x3, x4は個々のユーザに対応するアダプティブアレー信号処理部100～102に入力される。各ユーザのアダプティブアレー信号処理部100～102は完全に独立に構成され、各ユーザの信号処理は同じアルゴリズムを用いて構成される。

ここでは、任意のユーザnのアダプティブアレー信号処理部の詳細を図15～

図16を用いて説明する。図15において各アンテナからの受信信号 x_1, x_2, x_3, x_4 はそれぞれユーザ n 用整合フィルタ111に入力され、ここでこのユーザ n の拡散符号を用いて逆拡散される(図16のステップS41)。なお、図示していないが、受信信号 x_1, x_2, x_3, x_4 は、各アンテナからの受信信号を周波数変換後同期検波して得られる複素ベースバンド信号であり、同相成分を実数部、直交成分を虚数部とする複素数で表される。整合フィルタ111からの各逆拡散出力 y_1, y_2, y_3, y_4 に対し、アダプティブアレーウエイト計算部112では相関行列 Φ_n の計算(ステップS42)、および応答ベクトル U_n の計算を行い(ステップS43)、これらに基づいてウエイトベクトル W_n を計算する(ステップS44)。

【0010】

相関行列 Φ_n は、次に示される計算式で与えられる。

【数1】

$$\Phi_n = E \left\{ \begin{bmatrix} y_1 y_1^* & y_1 y_2^* & y_1 y_3^* & y_1 y_4^* \\ y_2 y_1^* & y_2 y_2^* & y_2 y_3^* & y_2 y_4^* \\ y_3 y_1^* & y_3 y_2^* & y_3 y_3^* & y_3 y_4^* \\ y_4 y_1^* & y_4 y_2^* & y_4 y_3^* & y_4 y_4^* \end{bmatrix} \right\} \quad (3)$$

ここで、 $E\{\}$ は数多くのデータサンプルに対する平均化を表し、 $*$ は共役を表している。行列要素は各整合フィルタ111からの信号に関するアンテナ間相関を表しており、各データサンプルに対して平均化処理が行われている。通常、平均化処理は無線伝搬環境の変化の少ない時間内で行われ、伝搬環境が変化した場合には、相関行列 Φ_n の値が更新される。

一方、応答ベクトル U_n は出力 y_1, y_2, y_3, y_4 のデータに含まれる参照信号を利用して求めることができる。具体的には、データ内に含まれる参照信号に対応する整合フィルタを用意し、信号 y_1, y_2, y_3, y_4 を入力する。その出力 u_1, u_2, u_3, u_4 をベクトル要素とすることによって応答ベクトル U_n を計算できる。

【数 2】

$$U_n = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \\ u_4 \end{bmatrix} \quad (4)$$

このように計算された相関行列 Φ_n と応答ベクトル U_n を用いると、アダプティブアレーウエイトベクトル W_n は、

$$W_n = \Phi_n^{-1} \cdot U_n \quad (5)$$

と表すことができる。本ウエイトベクトルは合成出力の信号品質を最も良くする値であることが知られており、理論的に最適なウエイトベクトルといえる。

アダプティブアレー信号処理部 1 1 0 では、ウエイト乗算部 1 1 3 で、このようにして計算されたウエイトベクトル W_n の各要素を信号 y_1, y_2, y_3, y_4 に乘じ、合成器 1 1 4 で合成することによって合成出力 z 1 1 5 を得ることができる。

【0 0 1 1】

また、CDMA方式はRAKE受信を使用できることが特徴である。そこで、CDMAの特徴であるRAKE受信を用いた場合のユーザ n に対応するアダプティブアレー信号処理部の構成を図 1 7 に示す。

図 1 7 において、1 2 0 は第 1 タップ（第 1 到来パスに対応）に相当するRAKE受信機構成部、1 2 1、1 2 2 はそれぞれ第 2、3 タップ（第 2、第 3 の到来パスに対応）に相当するRAKE受信機構成部を表しており、前記複数のアンテナ 2 のそれぞれに対応して設けられたこのユーザ n に対応する整合フィルタ 1 2 3 の対応するタップからの逆拡散出力が入力されている。

本来、CDMAでは、受信できる信号は第 1 到来パスに対して時間 T_c 以内のパスに限定されている。しかし、このようなRAKE受信機を用いることにより、 T_c 以上の伝搬遅延を有する遅延パスに対して、各遅延パスに対応した受信機を構成することが可能であり、各遅延パスを独立に受信することが可能となる。また、各遅延パスの受信出力をタイミングを合わせて合成器 1 2 7 によって合成することにより、遅延パスも有効に活用しつつ受信することが可能となる。

【0 0 1 2】

図17のアダプティブアレー信号処理部では、第1到来パスに対する信号処理部120に加えて、遅延パスに対する信号処理部121、122を含んでいる。各信号処理部120～122には、各アンテナに対応して設けられた整合フィルタ123からのそのパスに対応する逆拡散出力が供給され、第1到来パス、第2の到来パスあるいは第3の到来パスの受信信号に対して、前記図15に示したアダプティブアレー信号処理部110と同様に、ウエイト乗算部125においてウエイト演算部124で算出されたウエイトベクトルを乗算し、合成器126で合成することにより、そのパスの受信信号の合成出力を得ている。そして、各パスに対して合成された信号はさらに合成器127においてすべて合成される。合成器127での合成に際しては通常最大比合成方式が用いられる。本信号合成によって遅延パスも有効に活用した受信機構成がとられている。

【0013】

このように従来方式では、個々のユーザに対し、アダプティブアレー信号処理部においてアルゴリズムを用いてウエイト計算を行い、アンテナ間の信号合成を行う。また、RAKE受信機を用いる場合には、各遅延パスに対応する信号処理回路ごとにアダプティブアレー信号処理部が構成される。

アダプティブアレーは、空間的に見ると各ユーザに対して指向性ビームを形成していることに相当する。すなわち、各ユーザは指向性ビームを用いて他ユーザからの干渉を除去しつつ通信を行うことが可能であり、多くの通信ユーザを収容するにあたって非常に有効な技術とされている。

【0014】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、このようなアダプティブアレーを用いたCDMA受信機では、ハードウェア負荷、計算量の多さが大きな問題となっている。特に、アダプティブアレーのウエイト計算を行うにあたって必要とされる相関行列 Φ_n の計算、及びその逆行列 Φ_n^{-1} の演算量は大きく、移動通信においてアダプティブアレーを導入する場合における大きな障害となっている。例えば、ユーザ数を N 、RAKEタップ数を K とすると、相関行列 Φ_n の計算が $N \cdot K$ 回、相関行列 Φ_n の逆行列演算が $N \cdot K$ 回、ウエイト合成演算が $N \cdot K$ 回必要となる。

また、このような大きな演算量は消費電力の増大も招くため、運用コストの観点からも演算量の削減が必須の課題とされている。

さらに、LMSアルゴリズムを用いたアダプティブアレーでは、ウエイト収束に長い時間を要し、その間良好な受信信号品質が得られないという問題が生じる。また、無線通信では伝搬路の変動が常時発生するため、その変動に追従する制御が必要とされる。しかし、LMSアルゴリズムではウエイト収束速度が遅いため、伝搬路の変動に十分追従できないという問題も生じる。

【0015】

そこで本発明は、アダプティブアレーアンテナを用いたCDMA方式における無線受信装置において、相関行列演算やその逆行列演算などの演算量を削減することを目的としている。

また、アダプティブアレーアンテナを用い、RAKE受信方式を採用した無線受信装置において、相関行列演算、逆行列演算などの演算量を削減することを目的としている。

さらに、ウエイト収束速度が速く、伝搬路の変動に追従することのできるアダプティブアレーアンテナを用いた無線受信装置を提供することを目的としている。

【0016】

【課題を解決するための手段】

上記目的を達成するために、本発明の無線受信装置は、1又は複数のユーザから送信される信号を受信するCDMA方式における無線受信装置であって、複数のアンテナと、前記各アンテナからの受信信号間の相関行列を算出する行列演算手段と、前記各ユーザ対応に設けられ、前記各アンテナからの受信信号をそのユーザに割り当てられた拡散符号で逆拡散した出力をウエイトを付けて合成する信号処理手段とを有し、前記行列演算手段による演算結果を前記各ユーザ対応に設けられた信号処理手段に対して共通に用いるようにしたものである。

また、前記行列演算手段は、さらに前記相関行列の逆行列を算出するようになされており、前記各ユーザ対応に設けられた信号処理手段は、前記各アンテナからの受信信号をそのユーザの拡散符号で逆拡散した出力と前記行列演算手段にお

いて算出された前記相関行列の逆行列とに基づいて、ウェイトベクトルを算出するウェイト演算部を有し、該ウェイト演算部で算出したウェイトベクトルを用いて前記各アンテナからの受信信号を逆拡散した出力を合成するようになされているものである。

さらに、前記行列演算手段は、さらに前記相関行列の逆行列を算出するようになされており、前記各ユーザ対応に設けられた信号処理手段は複数の到来パスそれぞれに対応して設けられた信号処理部を有し、該各ユーザの各到来パスに対応する信号処理部は、その到来パスに関する前記各アンテナからの受信信号をそのユーザの拡散符号で逆拡散した出力と前記行列演算手段において算出された前記相関行列の逆行列とに基づいて、ウェイトベクトルを算出するウェイト演算部を有し、該ウェイト演算部で算出したウェイトベクトルを用いてその到来パスに関する前記各アンテナからの受信信号を逆拡散した出力を合成するようになされているものである。

さらにまた、前記ウェイト演算部は、SMIアルゴリズムあるいはRLSアルゴリズムを用いて前記ウェイトベクトルを算出するようになされているものである。

【0017】

さらにまた、前記行列演算手段は、さらに前記相関行列の固有値および固有ベクトルを算出するようになされており、前記複数のアンテナからの受信信号を前記行列演算手段により算出された前記相関行列の固有値および固有ベクトルを用いて変換する信号変換手段を有し、前記各ユーザ対応に設けられた信号処理手段は、前記信号変換手段で変換された信号をそのユーザに割り当てられた拡散信号で逆拡散した出力を最大比合成するようになされているものである。

さらにまた、前記行列演算手段は、さらに前記相関行列の固有値および固有ベクトルを算出するようになされており、前記複数のアンテナからの受信信号を前記行列演算手段により算出された前記相関行列の固有値および固有ベクトルを用いて変換する信号変換手段を有し、前記各ユーザ対応に設けられた信号処理手段は複数の到来パスそれぞれに対応して設けられた信号処理部を有し、該各ユーザの各到来パスに対応する信号処理部は、前記信号変換手段で変換された信号をそ

の到来パスに関するそのユーザの拡散符号で逆拡散した出力を最大比合成するようになされているものである。

さらにまた、前記信号変換手段は、その出力の数がその入力の数よりも少なくなるように信号変換を行うものである。

さらにまた、上述した各場合において、前記各ユーザに割り当てられる拡散符号は、長周期のロング符号とされているものである。

【 0 0 1 8 】

【発明の実施の形態】

（第 1 の実施の形態）

図 1 は本発明の第 1 の実施の形態の概要を説明する最も基本的な図であり、1 は CDMA 受信局の受信機、2 a ～ 2 d はアンテナ、3 ～ 5 は各ユーザに対応するアダプティブアレー信号処理部、6 は行列演算部を表す。なお、複数設けられるアンテナの個数は任意であるが、ここでは 2 a ～ 2 d の 4 個のアンテナが設けられているものとする。図 2 は行列演算部 6 における処理手順を表すフローチャートである。図 3 は任意のユーザ n に対応するアダプティブアレー信号処理部 10 の詳細を表す図であり、11 はこのユーザ n に対応する整合フィルタ、12 はウェイト演算部、13 はウェイト乗算部、14 は合成器を表す。図 4 は前記アダプティブアレー信号処理部内のウェイト演算部 12 で行われる演算の手順を表すフローチャートである。

以下では、図 1 ～ 図 4 を用いて本実施の形態について説明を行う。

【 0 0 1 9 】

本実施の形態では、相関行列に関する計算を各ユーザの信号処理部 3 ～ 5 の前段の行列演算部 6 で行う。本方式では、行列演算部 6 は信号処理部 3 ～ 5 の前の段階であるため、各ユーザに対して共通である。

行列演算部 6 では次の式 (6) に従って、相関行列 Φ_0 の計算が行われる。

【数 3】

$$\Phi_0 = E \left\{ \begin{bmatrix} x_1 x_1^* & x_1 x_2^* & x_1 x_3^* & x_1 x_4^* \\ x_2 x_1^* & x_2 x_2^* & x_2 x_3^* & x_2 x_4^* \\ x_3 x_1^* & x_3 x_2^* & x_3 x_3^* & x_3 x_4^* \\ x_4 x_1^* & x_4 x_2^* & x_4 x_3^* & x_4 x_4^* \end{bmatrix} \right\} \quad (6)$$

ここで、 $E\{\}$ は従来方式と同様、数多くのサンプルに対する平均化を表し、 $*$ は共役を表す。すなわち、この行列演算部 6 では、各アンテナ 2 a ~ 2 d からの受信信号 x_1, x_2, x_3, x_4 間の相関の時間平均を要素とする相関行列 Φ_0 を計算している。なお、受信信号 $x_1 \sim x_4$ は、前述と同様に、複素ベースバンド信号である。

【0 0 2 0】

通常、受信機では複数のアンテナを用いて信号を受信した後、ベースバンド帯域に変換するまでの間にサンプリングが行われている。CDMA の場合にはベースバンド帯域では、拡散符号の符号時間 T_c 単位あるいはそれ以下の時間単位で受信信号のサンプリングが行われている。本実施の形態では相関行列 Φ_0 の演算にあたって時間 T_c ごとの信号に対し相関値の平均化を行っても構わない。また、それよりも遅い時間間隔で行っても構わない。例えば、データシンボル時間 T_d ごとに信号の検出を行っても構わない。あるいは、不規則な時間単位で相関値の平均化を行ってもよい。以下では、説明の簡単化のため、データシンボル時間 T_d ごとに 1 回、相関行列演算のための信号検出を行うものとする。

【0 0 2 1】

図 2 は行列演算部 6 で行われる処理手順を表しており、まず上述の相関行列の計算が行われた後 (S 1 1)、その逆行列 Φ_0^{-1} の計算が行われる (S 1 2)。

一方、各ユーザに対応するアダプティブアレー信号処理部 (図 3) では、図 4 に示すフローチャートのように、まず従来手法と同じくウェイト演算部 1 2 において応答ベクトル U_n の検出を行う (S 2 1)。すなわち、各整合フィルタ 1 1 から出力される逆拡散出力 y_1, y_2, y_3, y_4 内に含まれる参照信号を利用して応答ベクトル U_n を求める。次に、前記共通に設けられている行列演算部 6 において

計算された相関行列 Φ_0 の逆行列 Φ_0^{-1} をウエイト演算部 12 に入力し (S22)、以下の式に従ってウエイトベクトル Wn' の計算を行なう (S23)。

$$Wn' = \Phi_0^{-1} \cdot Un \quad (7)$$

そして、ウエイト乗算部 13 において、このように算出したウエイトベクトル Wn' の各要素と対応する整合フィルタ 11 の出力 $y1, y2, y3, y4$ とを乗算し、合成器 14 で合成することにより、合成出力を得る。

【0022】

このように、本実施の形態では、従来、整合フィルタ通過後に各ユーザごとに行っていた相関行列演算を整合フィルタ通過前に行い、各ユーザに対して演算の共通化を行っている。相関行列演算の共通化によって、ユーザ数 N のもとで同時に演算される相関行列及び逆行列演算はそれぞれ 1 回のみとなる。従来方式では、アダプティブアレーの構成に際して、相関行列演算 N 回、逆行列演算 N 回が必要とされていたことを考えると大幅な計算量の削減が可能となる。

【0023】

なお、本実施の形態で計算されたウエイト Wn' と従来方式において計算されたウエイト

$$Wn = \Phi_n^{-1} \cdot Un \quad (5)$$

は完全に同一のウエイトとはならない。しかし、その違いは一般に小さい。以下ではこの性質について説明する。

まず、複数のアンテナに入力される各ユーザの受信信号ベクトルを

$$Vn = [V_{n1} \ V_{n2} \ \dots \ V_{nM}] \quad (n=1, \dots, N) \quad (8)$$

と表す。ここで、 N はユーザ数、 V_{nm} ($m=1, \dots, M$) はユーザ n のアンテナ m での変調成分を含まない受信レベルを表す。

このとき、整合フィルタ前段の行列演算部 6 で計算される相関行列 Φ_0 は次式で表されることが知られている。

【数 4】

$$\Phi_0 = \sum_{n=1}^N V_n \cdot V_n^H \quad (9)$$

ここで、 Σ は全てのユーザに対する総和を表している。また、 H は行列の転置共役を表す。

【0024】

一方、従来方式では相関行列 Φ_n を各ユーザの整合フィルタ通過後に計算する。例えば、ユーザ1に対する整合フィルタ通過後に計算を行なった相関行列 Φ_n は次式で表される。

【数5】

$$\Phi_n = \sum_{n=1}^N |a_n|^2 \mathbf{V}_n \cdot \mathbf{V}_n^H \quad (10)$$

ここで、 a_n はユーザ1の拡散符号とユーザ n の拡散符号の相関を表しており、次式で表される。

$$a_n = E\{c_1(t) \cdot c_n(t)\} \quad (11)$$

ここで、 $E\{\}$ は相関行列演算と同じ時間内での平均化である。CDMA方式では、他ユーザ間の符号間相関 a_n ($n \geq 2$)の値には若干のばらつきはあるものの、ほぼ同一となる場合が多い。例えば、現在導入が検討されているW-CDMAでは各ユーザの拡散符号として符号周期の非常に長いロング符号の利用が検討されている。この符号を用いた場合には、各ユーザの拡散符号 $c_n(t)$ は十分なランダム性を有しており、 $E\{\}$ の時間平均によって各ユーザの相関値はほぼ等しい値となる。

【0025】

ここで、仮に他ユーザ間の符号間相関 a_n ($n \geq 2$)が完全に同一であるとする。この場合には、 W_n , W_n' はそれぞれ以下のように表される。

【数6】

$$W_n = \left(\sum_{n=2}^N |a_n|^2 \mathbf{V}_n \cdot \mathbf{V}_n^H \right)^{-1} \mathbf{U}_n = |a_n|^2 \left(\sum_{n=2}^N \mathbf{V}_n \cdot \mathbf{V}_n^H \right)^{-1} \mathbf{U}_n \quad (12)$$

$$W_n' = \left(\sum_{n=2}^N \mathbf{V}_n \cdot \mathbf{V}_n^H \right)^{-1} \mathbf{U}_n \quad (13)$$

ただし、上式において相関行列内の希望信号成分 ($n=1$) は、ウエイト値に

何ら影響を与えないことが知られているので、記述を省略した。

式(12)と(13)において、ウェイトベクトル W_n と W_n' の違いはスカラーのみであり、同一の方向を有する。ウェイト乗算にあたっては、ウェイトベクトルのスカラーは特に意味を持たず、方向のみが重要となる。従って、 W_n と W_n' は等価なウェイトと見なすことができる。

このように、ユーザ間の拡散符号相関 a_n が全て同一である場合には、 W_n' は W_n と等価なウェイトとなる。また、ユーザ間の拡散符号相関 a_n にばらつきがある場合には W_n' は W_n と完全には一致しないが、 W_n に近いウェイト値を持つ。

ここでは、ユーザ1が希望信号である場合を対象に検討を進めたが、他のユーザに対しても同様の性質が成り立つ。

【0026】

このように、本実施の形態で計算された各ユーザのウェイトベクトルは、従来方式のアダプティブアレーのウェイトベクトルと非常に近い値となる。従って、本発明では少ない演算量で最適状態に近いアダプティブアレーアンテナを構成することができる。

また、前述のように各ユーザの拡散符号として符号周期の非常に長いロング符号が使用されている場合には、本発明のように整合フィルタ通過前に相関行列演算を行う方が、従来技術のように整合フィルタ通過後に相関行列演算を行う場合よりも演算の収束が速くなり、演算誤差が少なくなるという効果がある。すなわち、整合フィルタの出力には、他のユーザの拡散符号との相互相関が干渉成分として含まれるが、ロング符号を用いた場合にはそのレベルは各シンボルに対して一定とはならない。従って、整合フィルタ通過後に相関行列演算を行った場合には、相関行列を求める演算の収束時間が長くなってしまう。これに対し、本発明のように整合フィルタを通過する前に相関行列演算を行う場合には、相互相関は発生せず、処理周期内で干渉信号レベルは一定とみなすことができる。したがって、相関行列の収束が速くなり、誤差が少なくなる。

さらに、前述した従来技術において整合フィルタ通過後に求めた相関行列には強い強度の希望信号成分が含まれている。これはウェイトが完全に収束している環境ではウェイトに何ら影響を与えないが、完全に収束していない段階ではウエ

イト誤差を発生する要因となりうる。これに対して、本実施の形態の構成では相関行列内に含まれる希望信号成分の強度は小さいため、ウェイト誤差を生じにくい。

さらにまた、本実施の形態のように、整合フィルタ通過前に相関行列演算を行う場合には、その演算周期を1シンボル毎あるいは1チップ単位など任意の周期で行うことが可能となる。従って、演算周期を短くすればするほど収束時間を短くすることができる。

このように、本実施の形態によれば、演算量が少なく済むだけではなく、ロング符号を使用した場合において良好な出力信号特性を得ること、および、任意の周期で相関行列を演算することが可能となる。

【0027】

本実施の形態では、アダプティブアレー信号処理部10におけるウェイト計算において、応答ベクトル U_n はデータ内の参照信号をもとに算出した。本構成によってより正確なウェイト計算が可能となるが、実用段階では便宜的に整合フィルタ出力データの一部をそのまま U_n として用いる構成も可能である。また、データ区間ではデータを一度判定した判定値を参照信号に見立てて、応答ベクトルを求めることも可能である。さらに、応答ベクトルとして一部の値の小さい要素を0とみなして扱い、信号処理を行う構成も行うことが可能である。さらにまた、従来手法の等利得合成法、選択合成法と同様のウェイトを応答ベクトルとして用いることも可能である。このように、必ずしも応答ベクトルは本実施の形態で記述した方式に従わなくてもよい。

【0028】

(第2の実施の形態)

上述した第1の実施の形態では、RAKE受信を行わない場合を扱った。次に、RAKE受信を行う場合に適用した本発明の第2の実施の形態について説明する。

図5はCDMAの特徴であるRAKE受信と組み合わせた前記アダプティブアレー信号処理部3～5の内部構成を示す図である。なお、これ以外の構成は、前記図1と同一である。

図5において、20は第1到来パスに対する信号処理部、21、22は第2、第3の到来パスに対する信号処理部であり、各アンテナの受信信号とこのユーザ n の拡散符号との相関を検出する整合フィルタ23からそれぞれの到来パスに対応するタップの逆拡散出力が入力されている。各信号処理部20～22は、いずれも同一の構成とされており、図では第1到来パスに対する信号処理部20のみが示されている。この信号処理部20は、前述と同様にウェイトベクトル W_n' を算出するウェイト演算部24、該算出されたウェイトベクトル W_n' と前記整合フィルタ23からのこのパスの逆拡散信号 y_1, y_2, y_3, y_4 との乗算を行うウェイト乗算部25および各乗算部25の出力を合成する合成器26を有している。ここで、前記ウェイト演算部24には、前記行列演算部6で算出された相関行列 Φ_0 の逆行列 Φ_0^{-1} が入力されており、本構成においても、遅延タップを用いたRAKE受信機部に対して共通の相関行列の逆行列 Φ_0^{-1} を用いている。また、応答ベクトル U_n に関しては各遅延タップごとに個別に計算されている。そして、各信号処理部20～22で合成された合成信号は、さらに、合成器27においてタイミングを合わせて合成される。

【0029】

このように、本実施の形態では、従来整合フィルタ通過後に各ユーザ及び各遅延タップごとに行っていた相関行列演算を整合フィルタ通過前に行い、各ユーザ及び各遅延タップに対して演算の共通化を行っている。

このように相関行列演算を共通化することによって、ユーザ数 N 、RAKEタップ数 K のもとで同時に演算される相関行列及び相関行列の逆行列はそれぞれ1回のみとなる。従来方式では、アダプティブアレーの構成に際して、相関行列演算 $N \cdot K$ 回、逆行列演算 $N \cdot K$ 回が必要とされていたことを考えると大幅な計算量の削減が可能となる。

なお、本実施の形態では、複数ユーザの場合を例に取り上げたが、1ユーザ、RAKE受信機構成の場合にも同様に相関行列演算を1回にすることができる。

【0030】

(第3の実施の形態)

図6は本発明の第3の実施の形態の概要を説明する最も基本的な図である。こ

の図において、1はCDMA受信局の受信機、2a～2dはアンテナ、30は行列演算部、31は信号変換器、32～34は各ユーザに対応する信号合成部を表す。図7は行列演算部30における処理手順を表すフローチャート、図8は信号合成部の詳細を示す図である。

以下、図6～図8を用いて本実施の形態について説明を行う。

【0031】

本実施の形態は、前述した第1の実施の形態と同じウェイトベクトル Wn' および合成出力を得ることを目的としている。しかし、その回路構成は第1の実施の形態とは異なっている。

本実施の形態では、行列演算部30において、まず相関行列 Φ_0 の計算を行う（図7のステップS31）。相関行列 Φ_0 の定義および計算手法は前述した第1の実施の形態と同一である。

次に、相関行列 Φ_0 の固有値分解を行い、M個の固有値 λ_m と固有ベクトル e_m ($m=1, \dots, M$) を導出する（S32）。ここで、Mはアンテナ数である。アンテナ数と同数の固有値、固有ベクトルを導くことが可能である。

行列演算部30では、導出された固有値 λ_m を用いて、次式の行列 Λ の計算を行う（S33）。

【数7】

$$\Lambda = \begin{bmatrix} \frac{e_1}{\sqrt{\lambda_1}} & \frac{e_2}{\sqrt{\lambda_2}} & \cdots & \frac{e_M}{\sqrt{\lambda_M}} \end{bmatrix}^T \quad (14)$$

このように計算された行列 Λ を用いて、信号変換器31では各アンテナからの受信信号の変換を行う。この受信信号の変換は次式に従って行われる。

【数8】

$$[x'_1 \ x'_2 \ \cdots \ x'_M]^T = \Lambda^H [x_1 \ x_2 \ \cdots \ x_M]^T \quad (15)$$

ここで、 $[x_1 \ x_2 \ \cdots \ x_M]^T$ はアンテナからの受信信号であり、 $[x'_1 \ x'_2 \ \cdots \ x'_M]^T$ は信号変換器での変換出力である。この信号変換はデジタルベースバンド信号のサンプリング単位で行われる。

【0032】

このように変換された信号は、各ユーザごとの信号合成部32～34に入力される。ここでは、ユーザnに対応する信号合成部(図8)の動作について説明を行う。

信号合成部40では、変換された各信号 x_1' , x_2' , x_3' , x_4' は、それぞれ、ユーザnに対応する整合フィルタ41に入力され、その出力としてユーザnの逆拡散信号を得る。さらに、一般に広く用いられている最大比合成法に従って、各ブランチの信号合成を行なう。具体的には、ウエイト演算部42において、信号内に挿入された参照信号を用いてユーザnの応答ベクトル U_n を検出し、該応答ベクトル U_n をウエイトベクトルとして、ウエイト乗算部43で逆拡散信号と乗算し合成器44で信号合成を行う。このように各ユーザに対応する信号合成部では、整合フィルタで自信号を検出した後、ブランチ間で最大比合成を行う。

【0033】

本実施の形態に従って計算された信号合成出力の性質について説明を行う。

ユーザnのアンテナ受信信号ベクトルを

$$V_n \cdot s(t) = [V_{n1} \ V_{n2} \ \dots \ V_{nM}] \cdot s(t) \quad (16)$$

とする。ここで、 V_{n1} , ..., V_{nM} は変調信号を含まない受信レベルである。また、 $s(t)$ は信号の変調成分を表す。このとき、信号変換器31の出力は $\Lambda^H \cdot V_n \cdot s(t)$ で与えられる。また、整合フィルタ通過後に計算される応答ベクトル U_n は

$$U_n = \beta \cdot \Lambda^H \cdot V_n \quad (17)$$

で与えられる。ここで、 β は定数である。

従って、信号合成部40における信号の合成出力 z は次式で与えられる。

【数9】

$$\begin{aligned} z &= U_n^H \cdot \Lambda^H V_n \cdot s(t) \\ &= (\beta \Lambda^H V_n)^H (\Lambda^H V_n \cdot s(t)) \\ &= \beta (\Lambda \Lambda^H V_n)^H V_n \cdot s(t) \end{aligned} \quad (18)$$

ここで、 H は行列の転置共役を表す。

上式より、ユーザnに対する等価的なウエイトは $\Lambda \cdot \Lambda^H \cdot V_n$ と表される。こ

ここで、 Λ は相関行列 Φ_0 と次式の関係にあることが一般に知られている。

【数 1 0】

$$\Lambda\Lambda^H = \Phi_0^{-1} \quad (19)$$

従って、ユーザ n に対する等価的なウエイトは $\Phi_0^{-1} \cdot V_n$ で表され、前述した第 1 の実施の形態におけるウエイトと等しい。すなわち、本実施の形態は第 1 の実施の形態と回路構成は異なるものの合成信号出力は同じ値となる。

【0 0 3 4】

本実施の形態では、信号変換器 3 1 は各ユーザに対して共通であるため、ユーザ数が増加した場合にも信号変換器の負荷は変わらない。

また、相関行列を利用した信号変換部と最大比合成による信号合成部に回路構成が完全に分離されている。従って、従来より用いられていた最大比合成受信機からアダプティブアレー受信機への移行を行なう際に本実施の形態は効率的である。すなわち、従来の信号合成部の前段に共通な信号変換部（3 0 および 3 1）を取り付けることによって簡単にアダプティブアレー受信機とすることができる。

このように、本実施の形態では従来構成をそのまま利用できるという利点を有する。

【0 0 3 5】

なお、本実施の形態では信号合成部 4 0 において最大比合成法を用いる場合を取り上げたが、その他の合成方法に対しても適用可能である。

また、応答ベクトル U_n はデータ内の参照信号をもとに算出したが、第 1 の実施の形態と同様他の手法により応答ベクトルを算出しても構わない。

【0 0 3 6】

（第 4 の実施の形態）

上記第 3 の実施の形態では、RAKE 受信のない場合を扱った。次に、RAKE 受信を行う場合に適用した本発明の第 4 の実施の形態について説明する。

図 9 は CDMA の特徴である RAKE 受信とアダプティブアレーを組み合わせた場合における前記信号合成部の構成を示す図である。これ以外の構成は、前記

図 6 と同様であり、本構成においても全ての R A K E 受信遅延タップに対して共通の信号変換器 3 1 を用いている。

図 9 において、5 0、5 1 および 5 2 はそれぞれ第 1 到来パス、第 2 到来パスおよび第 3 到来パスに対応する信号合成部であり、前記信号変換器 3 1 からの出力 x_1' 、 x_2' 、 x_3' 、 x_4' とこのユーザ n の拡散符号との相関を検出する整合フィルタ 5 3 の各パスに対応するタップの逆拡散出力が供給され、それぞれのパスの受信信号に対する最大比合成が行われている。ここで、5 4 はウェイト演算部、5 5 はウェイト乗算部、5 6 は合成器であり、前記図 8 に関して説明したものと同様の処理が行われる。各信号合成部 5 0 ~ 5 2 からの合成信号は、さらに、合成器 5 7 でタイミングを合わせて合成されて合成出力が得られる。

【0037】

このように、本実施の形態では、従来の R A K E 受信付き最大比合成受信機構成に対して信号変換部を挿入することによって、アダプティブアレー受信機への変更が可能となる。また、各ユーザ及び各遅延タップに対して信号変換部における演算の共通化を行っている。このような共通化によって、少ない演算量でアダプティブアレー受信機を構成することが可能となる。

【0038】

(第 5 の実施の形態)

前述した第 3 の実施の形態および第 4 の実施の形態では行列演算部 3 0 において相関行列 Φ_0 を計算した後、その固有値 λ_m と固有ベクトル e_m を計算し、行列 Λ の導出を行った。しかし、固有値 λ_m が雑音電力と同レベルの値である場合には、固有ベクトル e_m に対応して得られる信号変換器 3 1 の出力は雑音成分が主体となり、信号成分をほとんど含んでいないことが知られている。

そこで、このような雑音成分を出力しないようにしてウェイト演算の演算量を少なくした本発明の第 5 の実施の形態について、図 1 0 を参照して説明する。

図 1 0 は、この実施の形態における行列演算部 6 0 および信号変換器 6 1 を示す図である。本実施の形態では、値の小さい固有値、およびそれに対応する固有ベクトルを要素から除外した行列 Λ' を用いて信号変換器 6 1 の処理を行う。例えば、固有値 λ_2 の値が雑音レベルと同程度となるほど小さい場合には、行列演

算部 6 0 は、 Λ に代えて次式であらわす Λ' を信号変換器 6 1 に出力する。

【数 1 1】

$$\Lambda' = \begin{bmatrix} \frac{e_1}{\sqrt{\lambda_1}} & \frac{e_3}{\sqrt{\lambda_3}} & \cdots & \frac{e_M}{\sqrt{\lambda_M}} \end{bmatrix}^T \quad (20)$$

上式では固有値 λ_2 の値は小さいものとして行列要素から除外されている。

信号変換器 6 1 では次式に従って信号の変換を行う。

【数 1 2】

$$[x'_1 \ x'_3 \ \cdots \ x'_M]^T = \Lambda'^H [x_1 \ x_2 \ \cdots \ x_M]^T \quad (21)$$

従って、信号変換器 6 1 の出力には x'_2 は含まれず、出力個数は M 個よりも少なくなる。このように変換出力個数を少なくすることによって、後段での信号合成処理負荷を少なくすることが可能となる。

この実施の形態は、前記図 8 に示した実施の形態および前記図 9 に示した実施の形態のいずれの場合にも適用することができる。

【0 0 3 9】

(第 6 の実施の形態)

なお、上述した実施の形態 1 および 2 では S M I アルゴリズムを採用した場合を例にとって説明したが、本発明は、R L S アルゴリズムを採用した場合にも同様に適用することができる。

図 1 1 は、前述した第 1 の実施の形態に R L S アルゴリズムを用いた場合の各ユーザに対するアダプティブアレー信号処理部（図 1 におけるアダプティブアレー信号処理部 3 ～ 5）の構成を示す図である。なお、これ以外の構成は前記図 1 と同一であり、前述の場合と同様に、各ユーザに対して共通に設けられた行列演算部 6 の出力を用いるようにしている。

【0 0 4 0】

図 1 1 に示す任意のユーザ n のアダプティブアレー信号処理部 7 0 において、7 1 は、図 1 に示した複数のアンテナ 2 a ～ 2 d に対応して設けられた整合フィルタであり、それぞれ対応するアンテナからの受信信号 $x_1 \sim x_4$ をこのユーザ n の

拡散符号で逆拡散して信号 $y_1 \sim y_4$ を出力する。72はRLSアルゴリズムにより前記各整合フィルタ71からの逆拡散出力 $y_1 \sim y_4$ に対するウェイトベクトル $W(m)$ を算出するウェイト演算部、73は前記ウェイト演算部72において算出されたウェイトベクトル $W(m)$ の各要素を前記各整合フィルタ71からの逆拡散出力 $y_1 \sim y_4$ に乗算するウェイト乗算部、74は各乗算部73の出力を加算する合成器である。

【0041】

前記ウェイト演算部72には、前記各整合フィルタ71からの逆拡散出力 $y_1 \sim y_4$ 、前記行列演算部6（図1）において演算された相関行列の逆行列 Φ_0^{-1} 、および、前記合成器74の出力（アダプティブ合成信号）が入力され、RLSアルゴリズムによりウェイトベクトルを算出している。

RLSアルゴリズムでは、前記合成器74から出力されるアダプティブ合成信号を用いて次式により $m=1, 2, \dots$ と逐次的にウェイト更新を行なう。

【数13】

$$W(m+1) = W(m) + \gamma \Phi_0^{-1} Y(m) e^*(m) \quad (22)$$

$$e(m) = r(m) - W^H(m) Y(m) \quad (23)$$

ここで、 $W(m) = [w_1, w_2, w_3, w_4]^T$ は m 回更新されたウェイトベクトルであり、 $Y(m) = [y_1, y_2, y_3, y_4]^T$ は m 番目のシンボルにおける逆拡散信号の値を表す。また、 $r(m)$ はこのユーザ n に対応する参照信号の m 番目のシンボルの値を表す。

【0042】

このように、本実施の形態では、RLSアルゴリズムにおける相関行列逆行列 Φ_0^{-1} を各ユーザ受信機において共通化している。本構成により、RLSアルゴリズムにおいても相関行列逆行列を各ユーザの受信機に対して共通化することが可能であり、演算量を削減することが可能となる。

なお、本実施の形態では、RLSアルゴリズムにおいて逆拡散信号ベクトル $Y(m)$ を用いたが、 $Y(m)$ の代わりに逆拡散前の m 番目の信号ベクトル $X(m) = [x_1, x_2, x_3, x_4]^T$ を用いてもアダプティブアレーを構成することができる。この場合には、ユーザ間で $\Phi_0^{-1} \cdot X(m)$ の値を共通化できるため、さらに演算量を削減するこ

とが可能となる。

また、前記第 2 の実施の形態（図 5）の場合にも、同様に R L S アルゴリズムを採用することができる。

なお、以上の説明において、アンテナ数が 4、R A K E 受信におけるパス数が 3 として説明したが、これは一例にすぎず、任意のアンテナ数およびパス数を採用することができることは明らかである。

【 0 0 4 3 】

【発明の効果】

以上説明したように、本発明によれば、相関行列演算およびその逆行列演算を複数のユーザおよび遅延パスに対して共通化することができ、R A K E 受信におけるウェイト演算量および多ユーザ環境におけるウェイト演算量を削減することができる。

また、整合フィルタ通過前の信号に対して受信信号間相関行列を演算しているため、拡散符号としてロング符号を用いた場合であっても誤差の少ない出力信号を得ることができる。

さらに、希望信号成分の少ない相関行列を求めることによって、収束速度の速いウェイト演算を行うことができる。

さらにまた、信号変換手段を用いた本発明によれば、従来機器からのバージョンアップが容易にできる。

さらにまた、出力の数が入力の数よりも少なくなるように信号変換を行う本発明によれば、より演算量を少なくすることができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 本発明の第 1 の実施の形態のアダプティブアレー C D M A 受信機の一構成例を示す図である。

【図 2】 本発明の第 1 の実施の形態の行列演算部 6 の処理手順を表すフローチャートである。

【図 3】 本発明の第 1 の実施の形態のアダプティブアレー信号処理部の構成を示す図である。

【図 4】 本発明の第 1 の実施の形態のアダプティブアレー信号処理部内の

ウェイト演算部 1 2 で行われる演算手順を表すフローチャートである。

【図 5】 本発明の第 2 の実施の形態のアダプティブアレー CDMA 受信機のアダプティブアレー信号処理部の構成例を示す図である。

【図 6】 本発明の第 3 の実施の形態のアダプティブアレー CDMA 受信機構成を示す図である。

【図 7】 本発明の第 3 の実施の形態の行列演算部 6 の処理手順を表すフローチャートである。

【図 8】 本発明の第 3 の実施の形態の信号合成部の構成を示す図である。

【図 9】 本発明の第 4 の実施の形態のアダプティブアレー CDMA 受信機の信号合成部を示す図である。

【図 1 0】 本発明の第 5 の実施の形態のアダプティブアレー CDMA 受信機における行列演算部及び信号変換部を示す図である。

【図 1 1】 RLS アルゴリズムを用いた本発明の第 6 の実施の形態のアダプティブアレー信号処理部の構成を示す図である。

【図 1 2】 一般的な CDMA 伝送方式を表す図である。

【図 1 3】 アダプティブアレーを用いた CDMA 方式の利用環境を示す図である。

【図 1 4】 従来方式におけるアダプティブアレー CDMA 受信機構成を示す図である。

【図 1 5】 従来方式におけるアダプティブアレー信号処理部を示す図である。

【図 1 6】 従来方式におけるアダプティブアレー信号処理部の処理手順を表す図である。

【図 1 7】 従来方式におけるアダプティブアレー CDMA 受信機構成に RAKE 受信機を負荷した場合の構成図である。

【符号の説明】

1 受信機

2、2 a、2 b、2 c、2 d アンテナ

3、4、5、1 0 アダプティブアレー信号処理部

6、30 行列演算部

11、23、41、53 整合フィルタ

12、24、42、54 ウェイト演算部

13、25、43、55 ウェイト乗算部

14、26、27、44、56、57 合成器

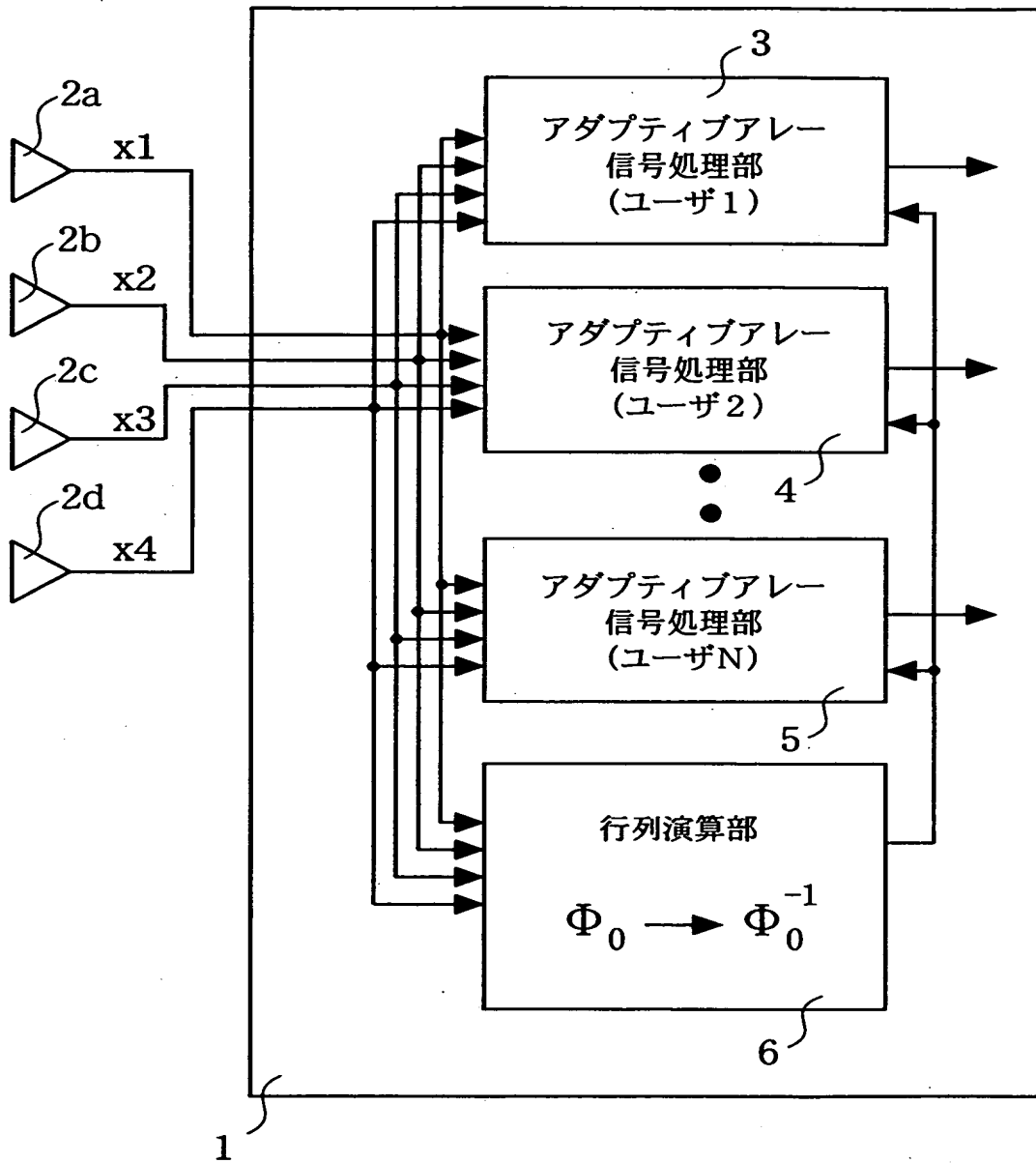
20、21、22 信号処理部

31 信号変換部

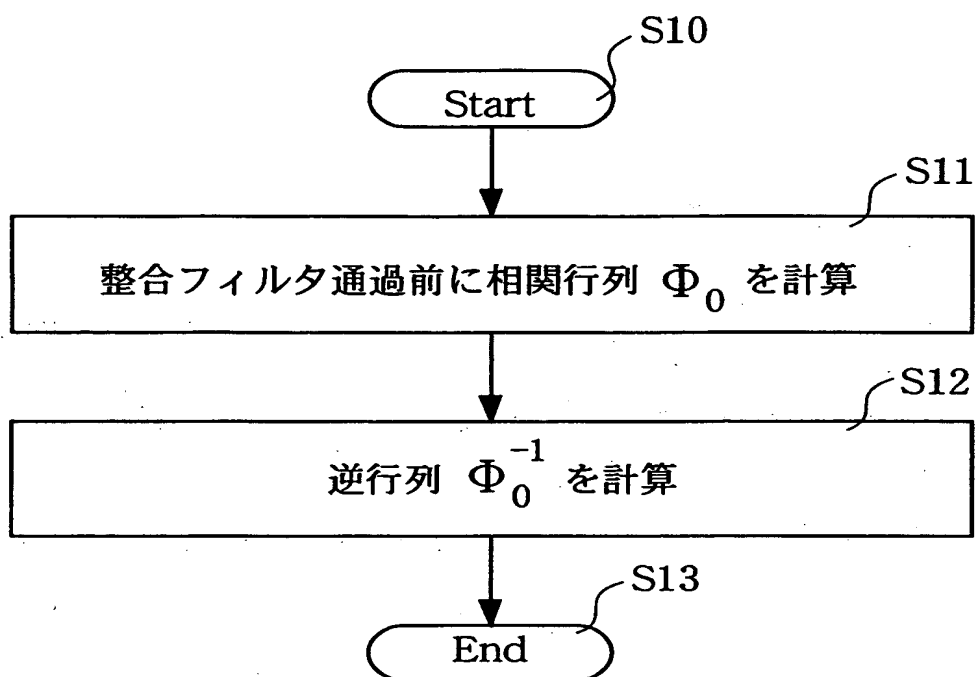
32、33、34、40、50、51、52 信号合成部

【書類名】 図面

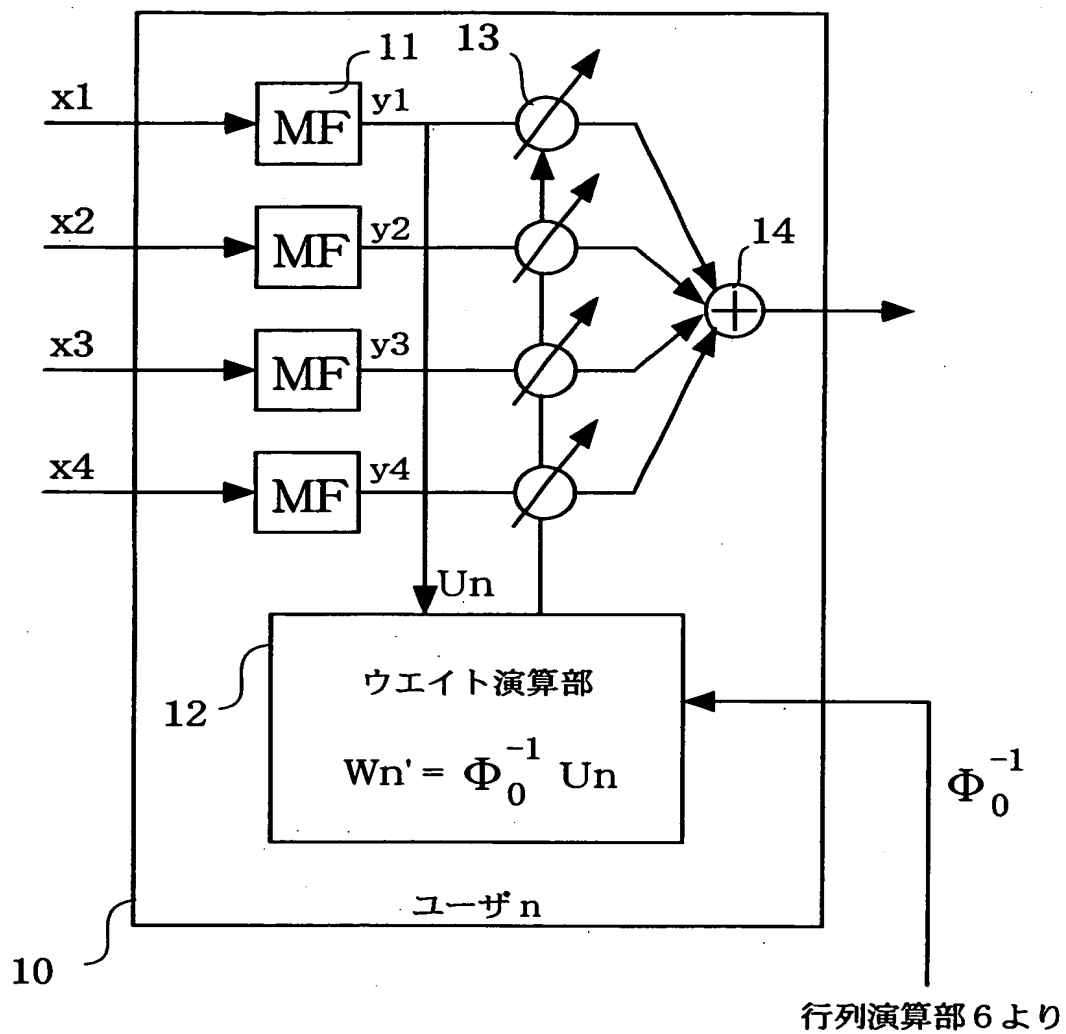
【図 1】



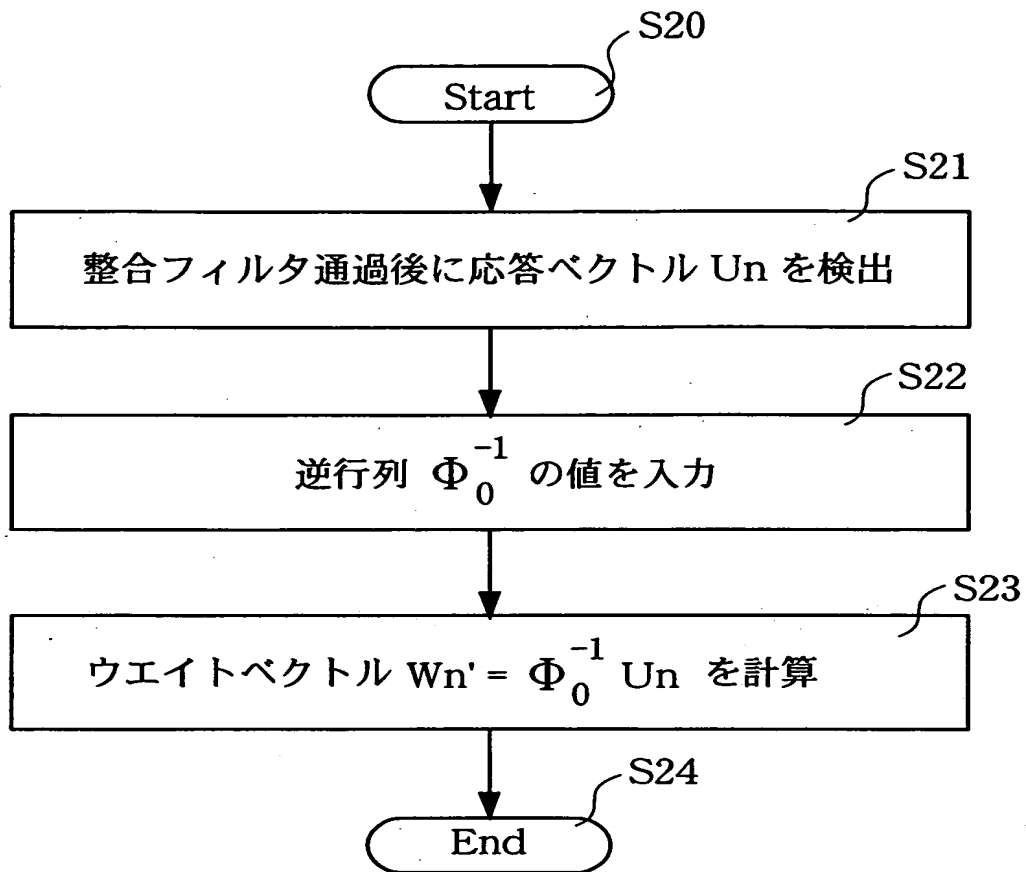
【図 2】



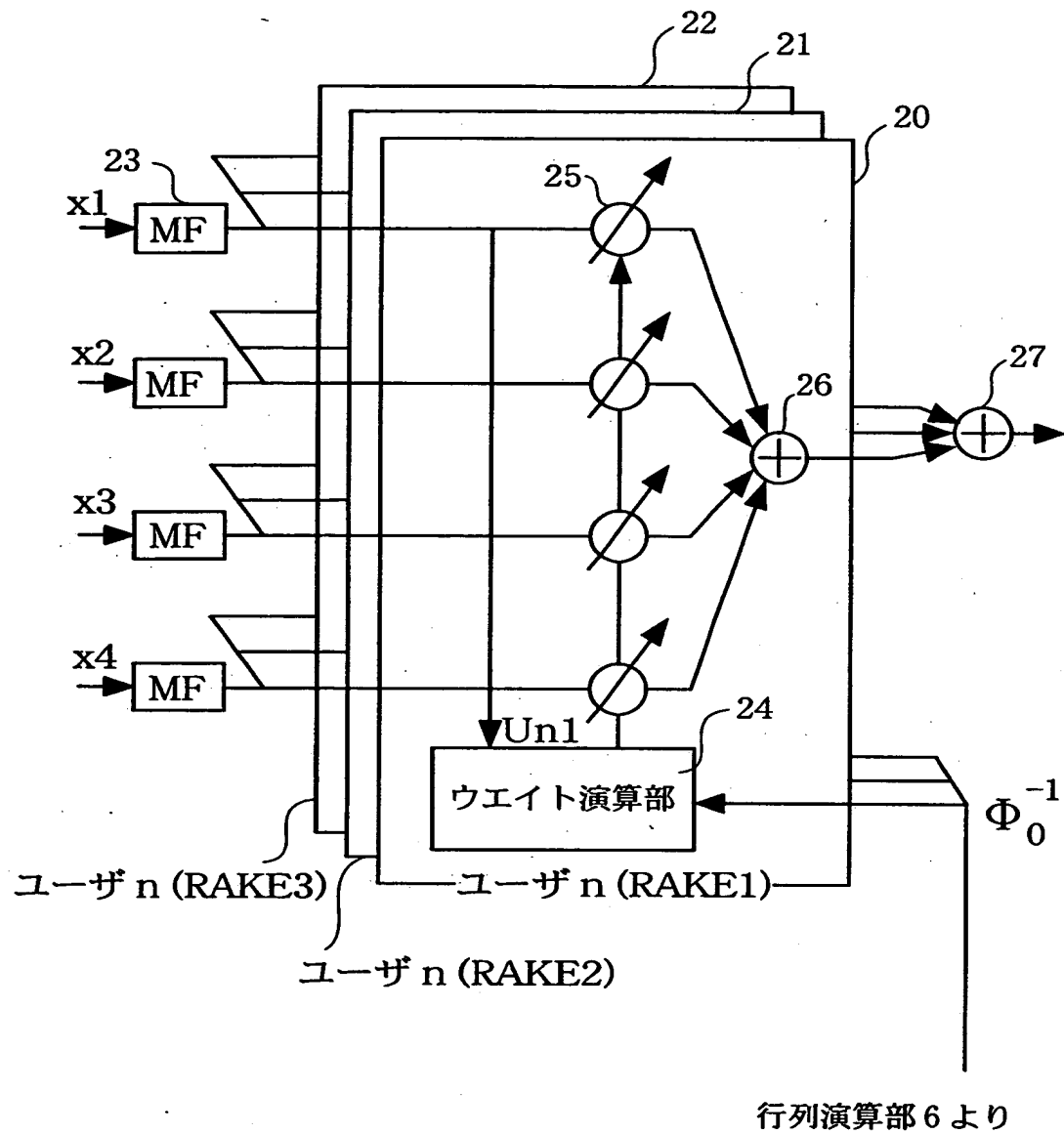
【図 3】



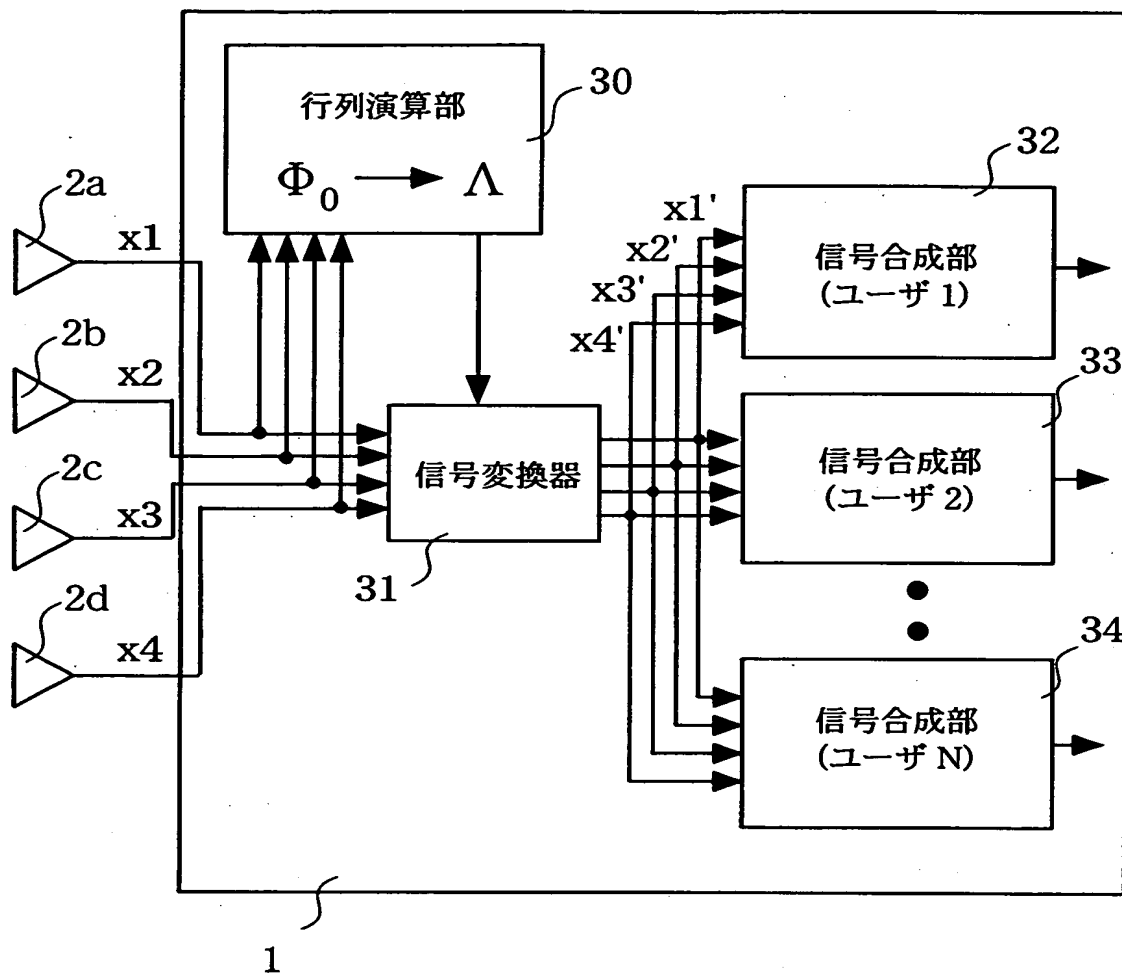
【図 4】



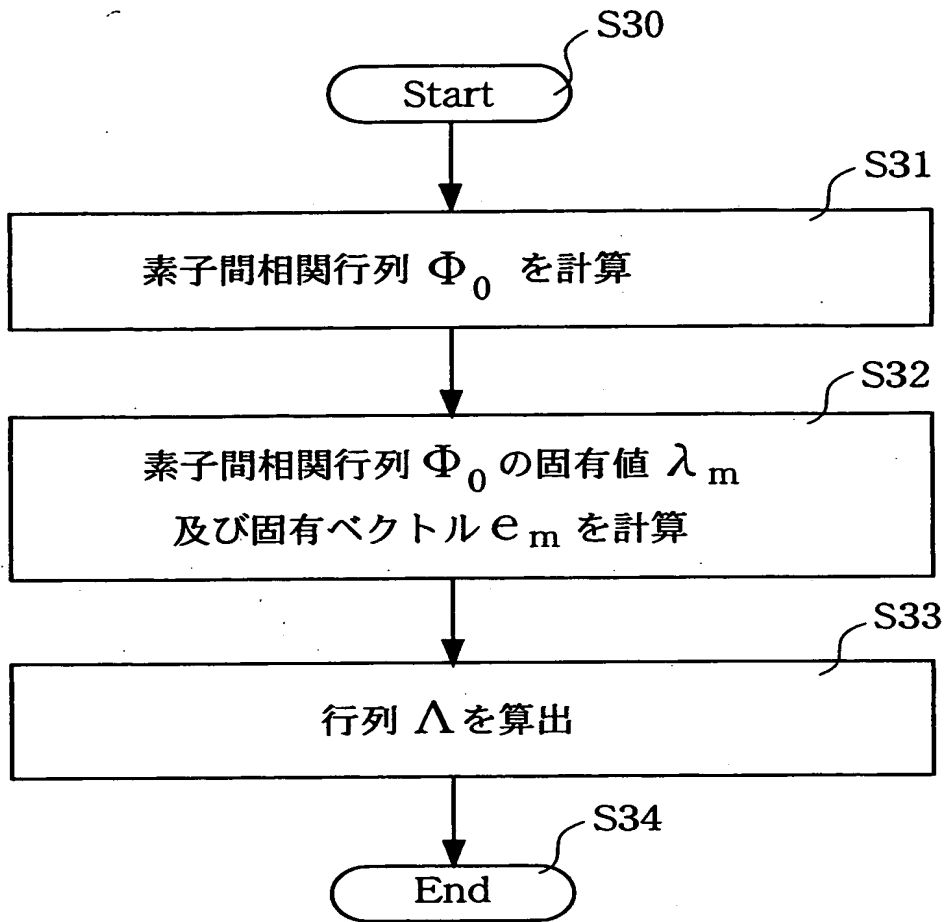
【図 5】



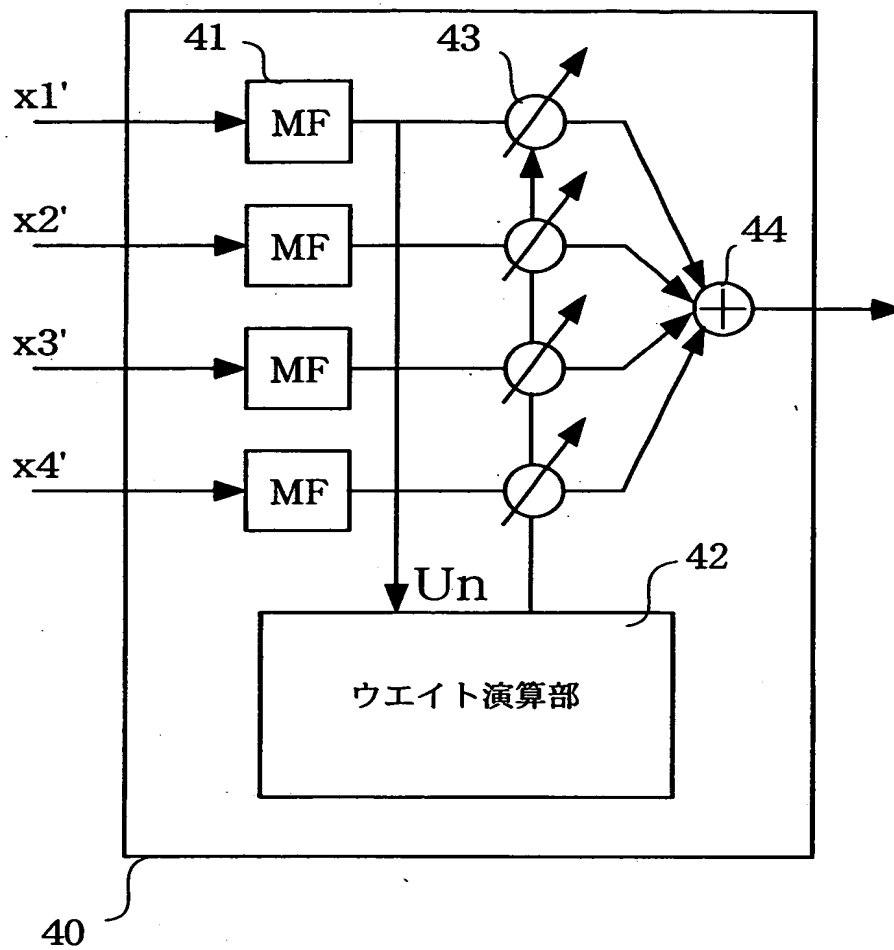
【図 6】



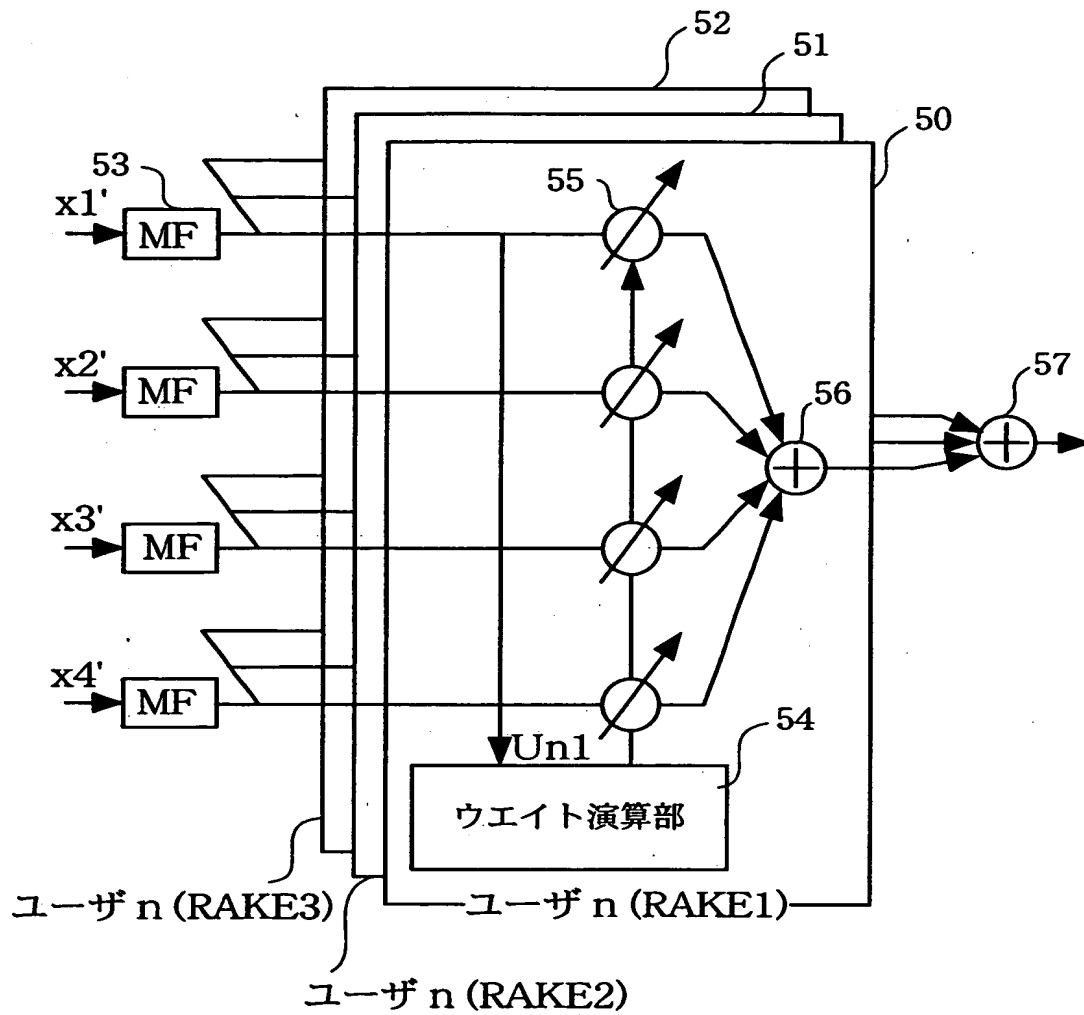
【図 7】



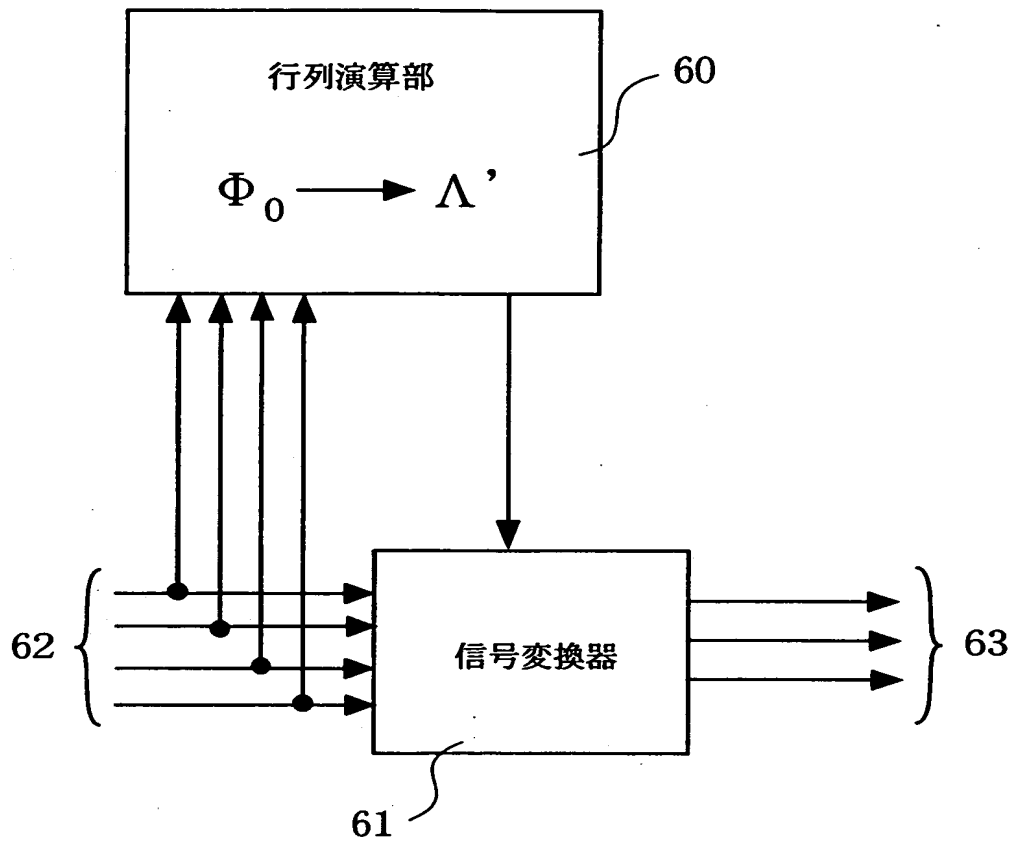
【図 8】



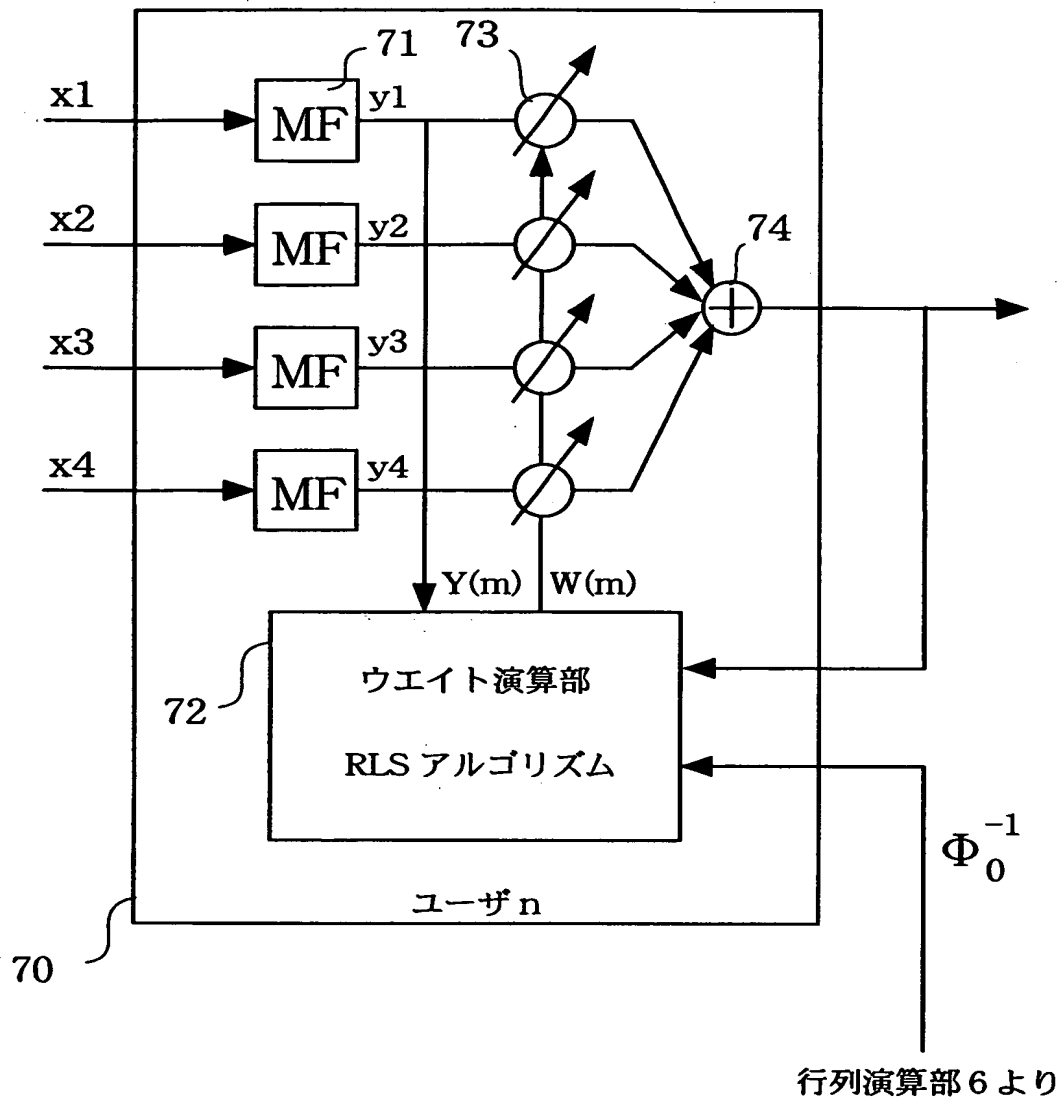
【図9】



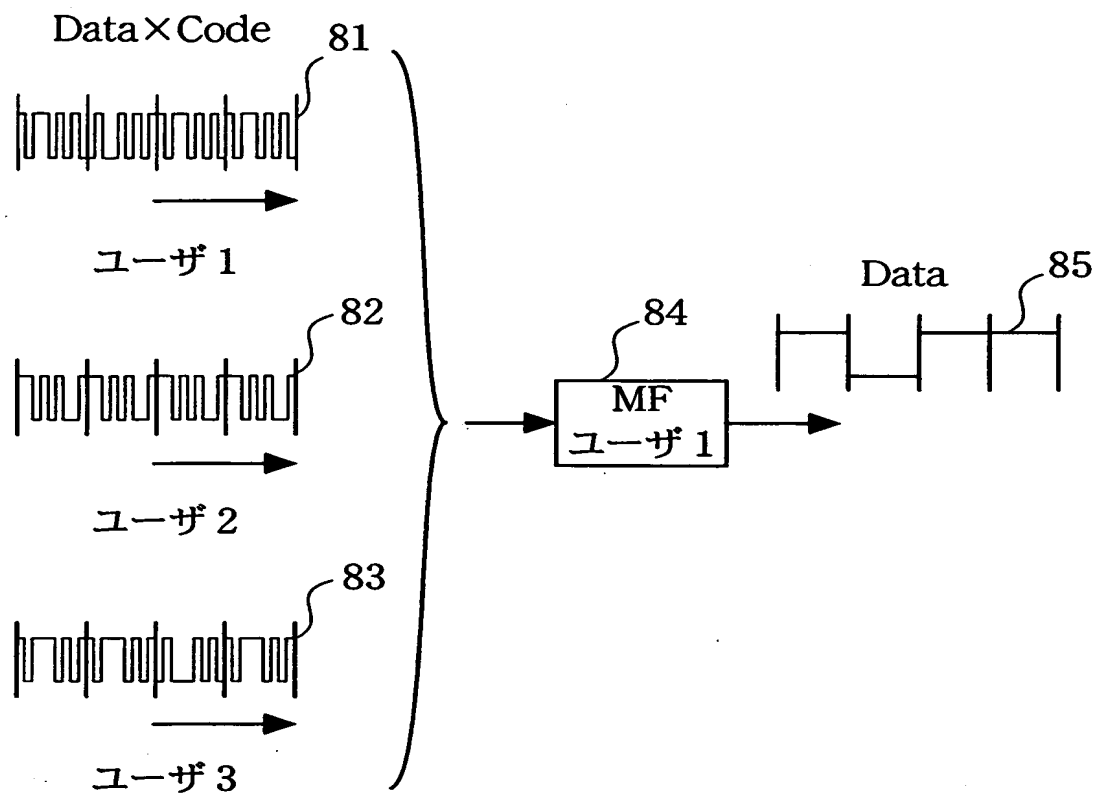
【図 1 0】



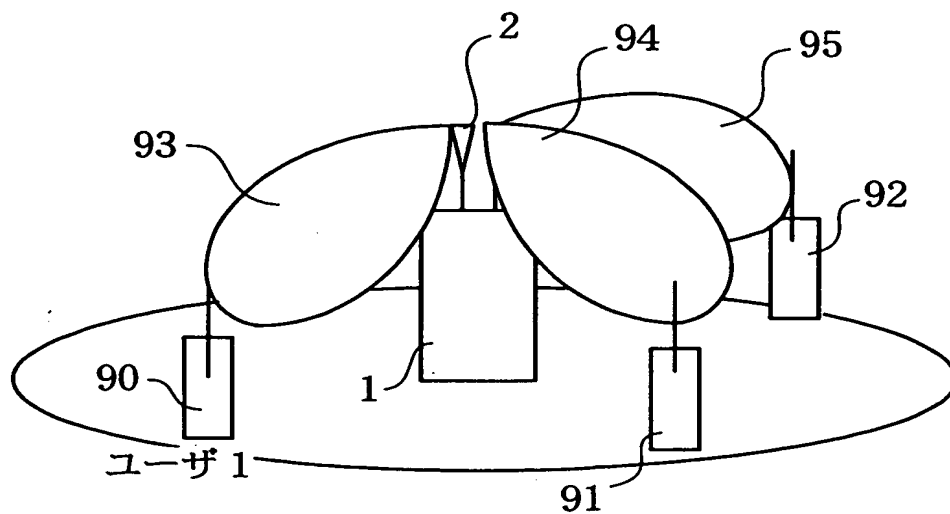
【図 1 1】



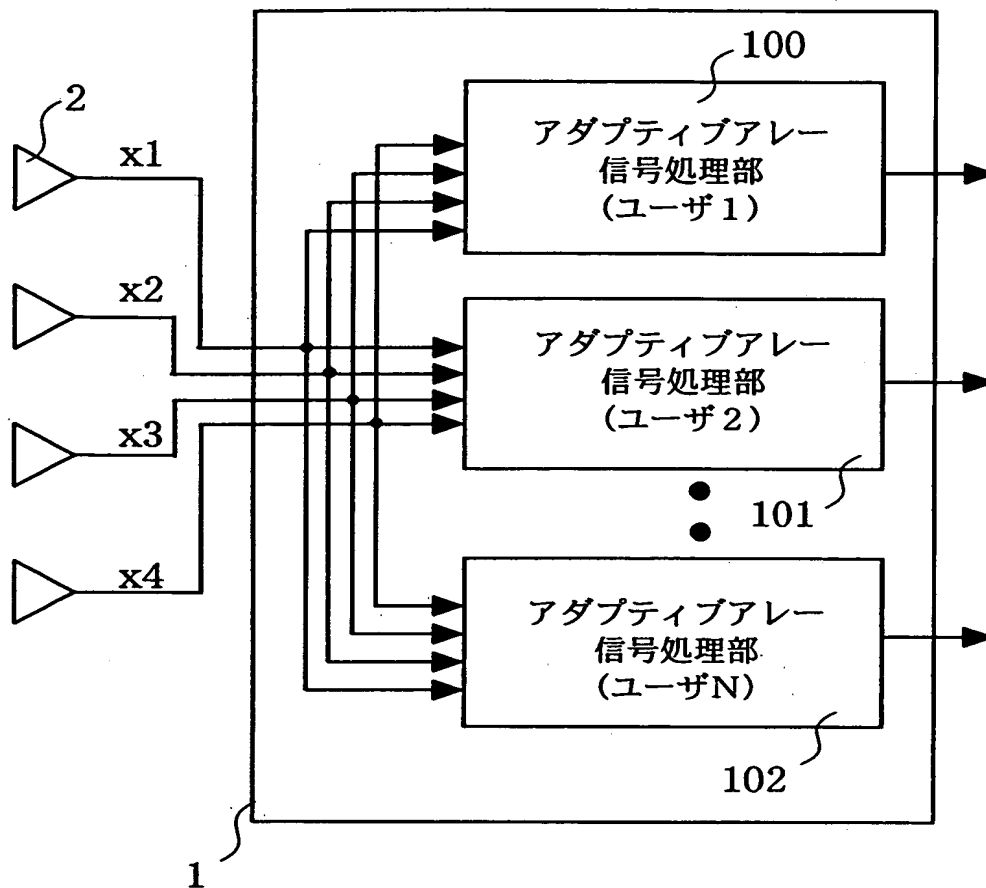
【図12】



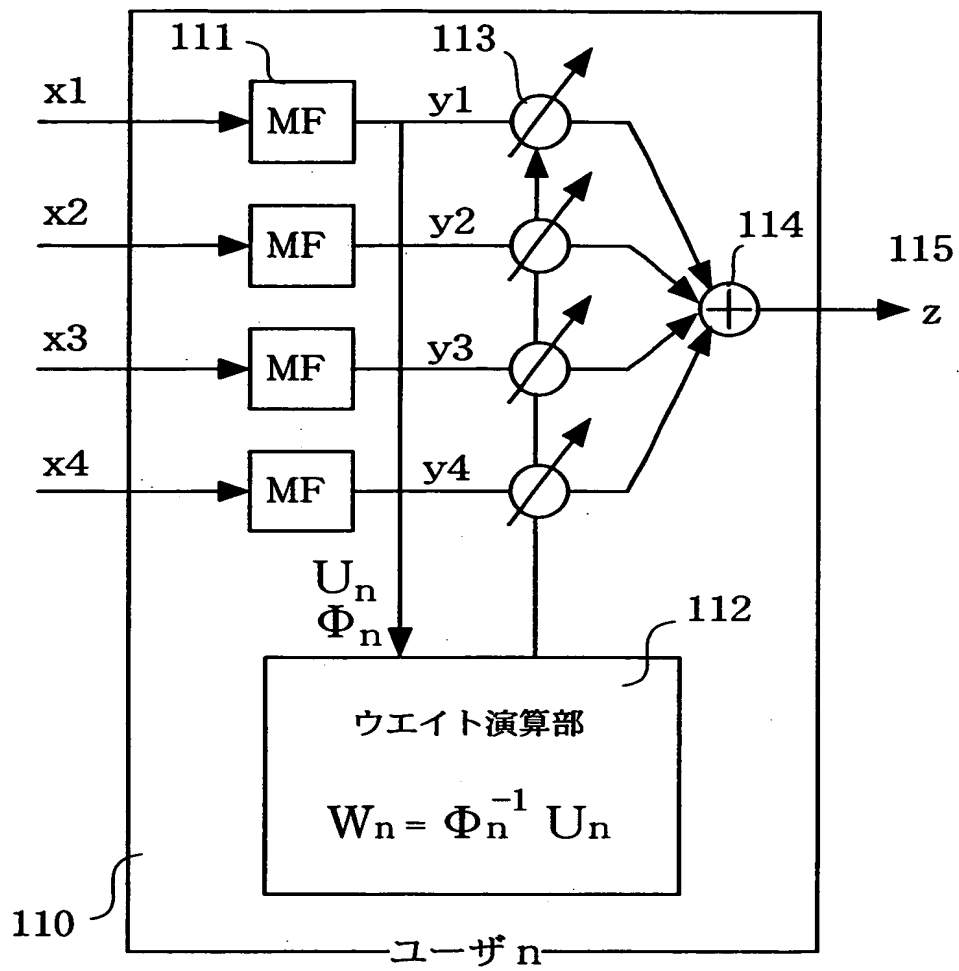
【図13】



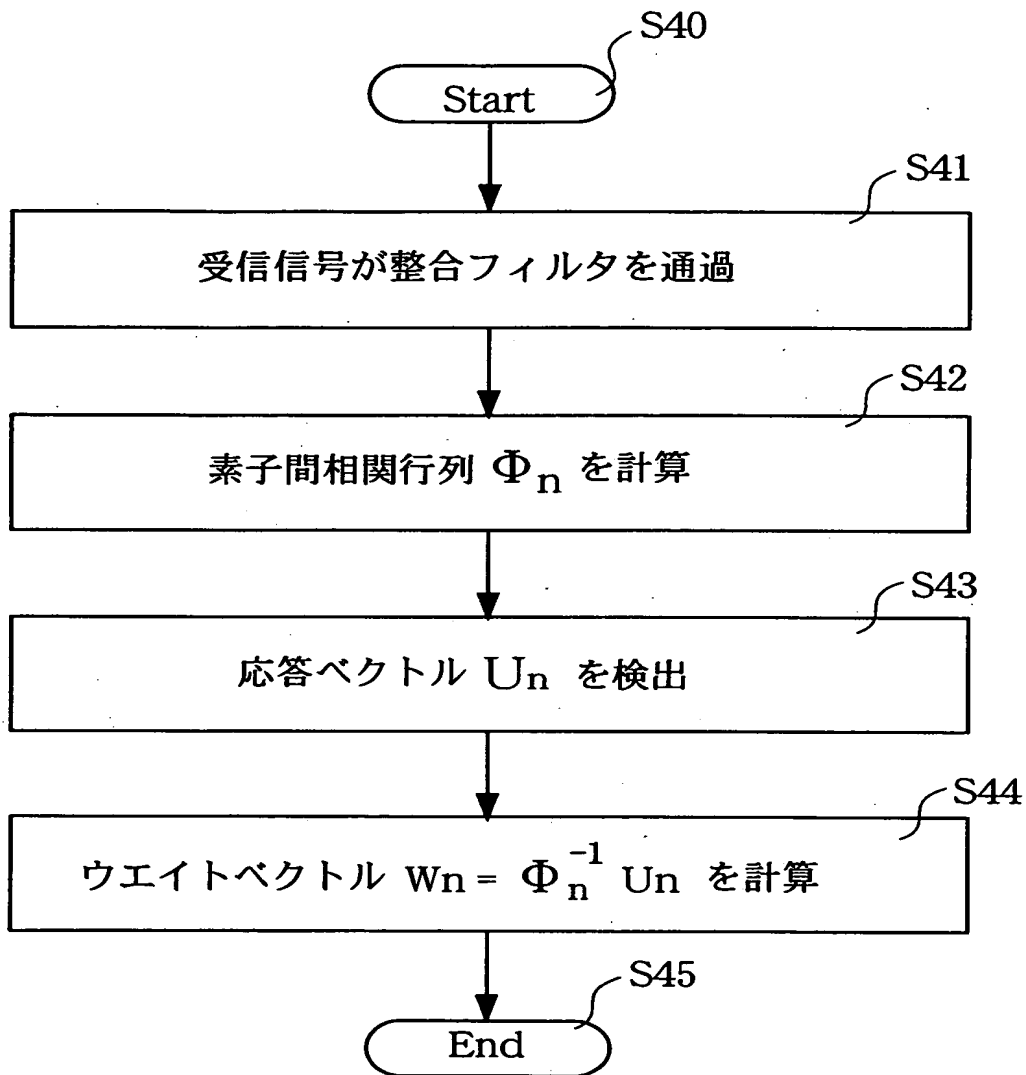
【図 14】



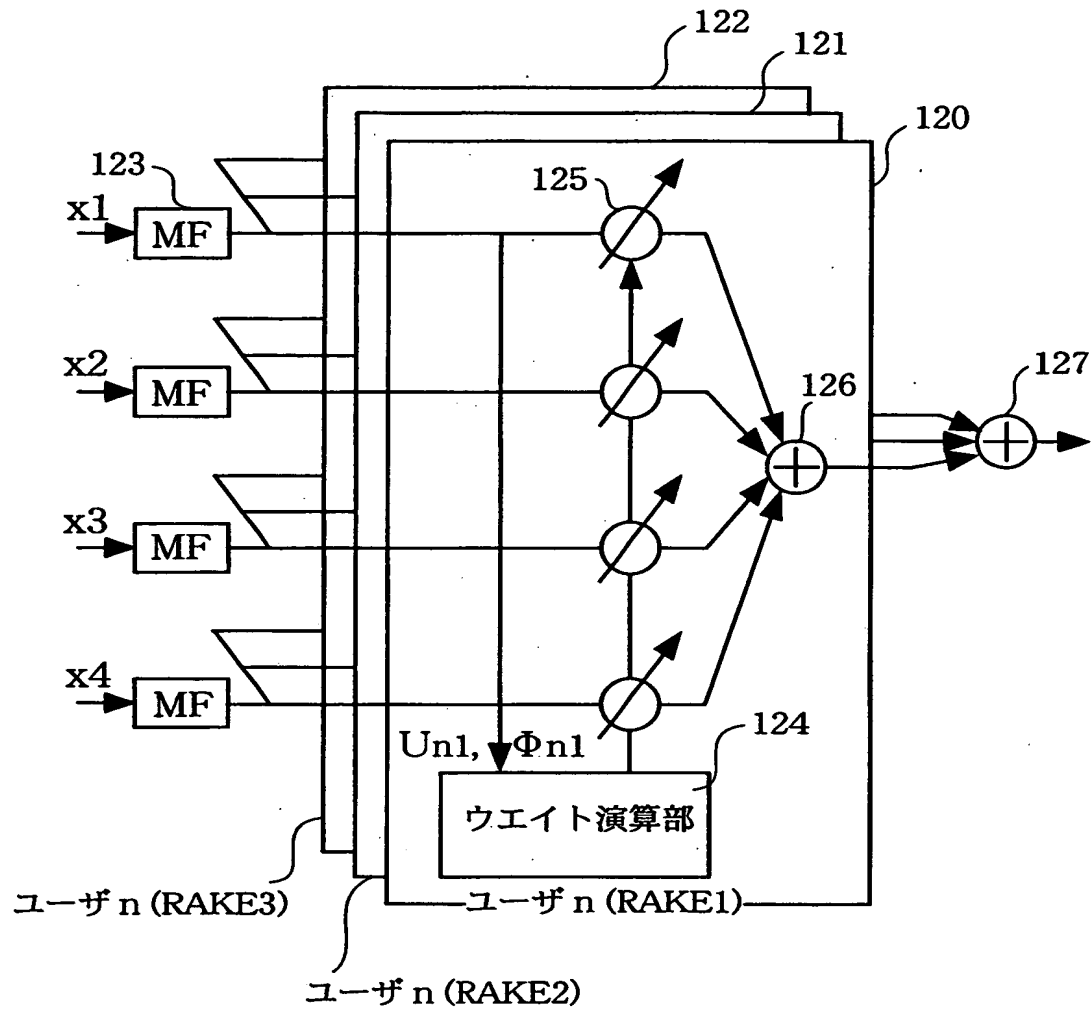
【図15】



【図 16】



【図 1 7】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 CDMAアダプティブアレーにおける演算量を削減する。

【解決手段】 複数のアンテナ2a～2dの受信信号x1～x4は、それぞれ、各ユーザ対応のアダプティブアレー信号処理部3～5に入力されるとともに、行列演算部6に入力される。行列演算部6では各アンテナからの受信信号x1～x4の相関行列 Φ_0 とその逆行列 Φ_0^{-1} を計算し、各ユーザ対応のアダプティブアレー信号処理部3～5に供給する。各アダプティブアレー信号処理部では、前記各受信信号x1～x4を逆拡散して応答ベクトル U_n を計算し、前記逆行列 Φ_0^{-1} と応答ベクトル U_n からウェイトベクトル W_n' を計算して、各受信信号の逆拡散信号を重み付け加算する。各信号処理部3～5がRAKE受信機であるときには、前記逆行列 Φ_0^{-1} を共通に使用して、各タップ毎のウェイトを算出する。

【選択図】 図1

【書類名】 出願人名義変更届
【整理番号】 TK-H12-003
【提出日】 平成12年 8月11日
【あて先】 特許庁長官殿
【事件の表示】
 【出願番号】 特願2000-207849
【承継人】
 【持分】 001/002
 【識別番号】 000006013
 【氏名又は名称】 三菱電機株式会社
【承継人代理人】
 【識別番号】 100106459
 【弁理士】
 【氏名又は名称】 高橋 英生
【手数料の表示】
 【予納台帳番号】 044613
 【納付金額】 4,200円
【プルーフの要否】 要

認定・付加情報

特許出願の番号	特願2000-207849
受付番号	50001029696
書類名	出願人名義変更届
担当官	塩崎 博子 1606
作成日	平成12年 9月26日

<認定情報・付加情報>

【承継人】

【識別番号】	000006013
【住所又は居所】	東京都千代田区丸の内二丁目2番3号
【氏名又は名称】	三菱電機株式会社
【承継人代理人】	申請人
【識別番号】	100106459
【住所又は居所】	東京都中央区新川1丁目27番8号 新川大原ビル6階 雄渾特許事務所
【氏名又は名称】	高橋 英生

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [395022546]

1. 変更年月日 1997年11月 4日

[変更理由] 住所変更

住 所 神奈川県横須賀市光の丘3番4号

氏 名 株式会社ワイ・アール・ピー移動通信基盤技術研究所

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000006013]

1. 変更年月日	1990年 8月24日
[変更理由]	新規登録
住 所	東京都千代田区丸の内2丁目2番3号
氏 名	三菱電機株式会社